

DAHLKE - NOWAK u. a.

# *Die Röhre* --- *im UKW-Empfänger*

Teil III

Herausgegeben  
von Dr.-Ing. Horst Rothe



FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

# Die Röhre im UKW-Empfänger

Teil III

**Zwischenfrequenzstufen**

Von Dr. phil. habil. Walter Dahlke

Dipl.-Ing. Alfred Nowak

Dr. Goswin Schaffstein

Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel

*Mit 66 Bildern*



**FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN**

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

**Band III der Telefunken-Röhren-Veröffentlichungen**  
**Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe**

**1953**

**Sämtliche Rechte — besonders das Übersetzungsrecht — an Text und Abbildungen vorbehalten**  
**Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages.**

**Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, ist verboten.**

**Druck der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17.**

## VORWORT

Mit dem Heft „Die Röhre im UKW-Empfänger III“ wird eine Aufsatzreihe vorläufig zum Abschluß gebracht, deren Zielsetzung es war, die wichtigsten der durch die UKW/FM-Übertragung aufgeworfenen Röhren- und Schaltungsprobleme zusammenfassend unter Berücksichtigung neuester Erkenntnisse zu erörtern. Zu diesem besonderen Themenkreis gehören vom vorliegenden Bändchen die beiden Aufsätze:

„Der Zf-Verstärker im UKW-Rundfunk-Empfänger“,

„Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang“.

Diesen Arbeiten ist eine Abhandlung über die Typen EF 800 und EF 802 angegliedert. Beide Hf-Pentoden sind auf Grund ihrer Kennwerte besonders auch für den Einsatz in Breitbandverstärkern gut geeignet. Die Bedingungen herauszuschälen, die in solchem Fall an Röhre und Schaltung zu stellen sind, ist der Kern dieses dritten Aufsatzes. Er bildet somit eine wichtige Ergänzung zu dem Thema: „Der Zf-Verstärker im UKW-Rundfunk-Empfänger“. Während in diesem allen Überlegungen die Voraussetzung zugrunde liegt, daß nur etwa 2% breite Bänder zu übertragen sind (Schmalbandverstärkung), werden in der Arbeit

„Die EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren  
für kommerzielle Zwecke“

die Verhältnisse für breite Bänder (bis zu  $\sim 30\%$ ) diskutiert.

## INHALT

	Seite
<b>Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger</b> Von Dr. Goswin Schaffstein und Dipl.-Ing. Rudolf Schiffel.....	5
<b>Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang</b> Von Dipl.-Ing. Alfred Nowak .....	59
<b>EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke</b> Von Dr. phil. habil. Walter Dahlke.....	111

Ausführliches Inhaltsverzeichnis  
am Schluß des Buches

# Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

Von Goswin Schaffstein und Rudolf Schiffel

## Übersicht

In einem graphisch-rechnerischen Verfahren wird der Zusammenhang zwischen maximalem Frequenzhub und erforderlicher Gesamtbandbreite des Empfängers abgeleitet. Die im Zf-Verstärker erzielbaren Kreiswiderstände und damit die Stufeaverstärkung sind nicht durch die Größe der Röhrenkapazitäten selbst, sondern durch die Streuung dieser Kapazitätswerte bedingt. Unter Berücksichtigung der durch die Strennungen hervorgerufenen Kreisverstimmungen werden Werte für die maximal möglichen Kreiswiderstände für Einzelkreis- und Doppelkreisanordnung (Bandfilter) angegeben. Neben der Verstärkung interessiert wegen des dichten Senderabstandes im steigenden Maß die Selektion des Zf-Verstärkers. In Kurvenscharen und Tabellen sind für die gebräuchlichen Kopplungen und Dämpfungen die Selektionswerte für einfachen und doppelten Kanalabstand aufgeführt (400- bzw. 800-kHz-Selektion). Bei Geräten mit Amplitudenbegrenzung darf die Bandbreite wesentlich kleiner sein, als theoretisch ohne Berücksichtigung der Amplitudenbegrenzung errechnet wird. Dies konnte durch Versuche bestätigt werden. Durch Phasen-(Laufzeit-)Verzerrungen können ebenfalls nichtlineare Verzerrungen auftreten. Bei richtiger Dimensionierung (schwach unterkritische Kopplung) der Bandfilter bleiben die Phasenverzerrungen jedoch so klein, daß sie nicht störend sind. Rückkopplungen innerhalb einer Zf-Stufe, insbesondere durch die Gitter-Anoden-Kapazität, begrenzen die maximal mögliche Stufenverstärkung. Es werden Formeln für den Zusammenhang zwischen  $C_{ga}$  und  $V_{max}$  und für die Unsymmetrie der Bandfilterkurven angegeben und Meßmethoden zur Feststellung etwa vorhandener Rückkopplungen in Zf-Verstärkern behandelt. Anschließend wird die notwendige Zf-Verstärkung im Rundfunkempfänger erörtert. Zum Schluß werden kurz die Verfahren gestreift, mittels eines Resonanzkurvenschreibers die Zf-Bandfilter genau abzugleichen.

## I. Erforderliches Frequenzband

Bei der Dimensionierung eines Zf-Verstärkers für ein frequenzmoduliertes Signal interessiert zunächst die Frage, welches Frequenzband übertragen werden muß. Im Fall der Amplitudenmodulation ist darauf eine Antwort schnell gegeben, denn hier bestimmt sich die erforderliche Bandbreite aus der höchsten zu übertragenden Tonfrequenz, und zwar ist der Abstand der Seitenbänder vom Träger gleich der gegebenen Modulationsfrequenz. Bei Frequenzmodulation ist die Beantwortung dieser Frage wesentlich komplizierter.

## Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

Überstreicht man in einem Sender sehr langsam ein Frequenzband (Hub-Bereich), so kann man den Vorgang so auffassen, als ob nacheinander jede Frequenz dieses Bandes ausgestrahlt wird. Bei hoher Wobbelgeschwindigkeit ist aber diese Betrachtung nicht mehr zulässig. Das kontinuierliche Spektrum wird in einzelne Linien (Seitenwellen) aufgespalten, d. h. es wird nicht mehr jede Frequenz des überstrichenen Bereiches, sondern es werden nur ganz bestimmte, diskrete Frequenzen ausgestrahlt. Bei einer Wobbel- oder Modulationsfrequenz von z. B. 100 Hz werden Frequenzen ausgesendet, die jeweils im Abstand von 100 Hz symmetrisch zum Träger liegen. Genau entsprechend verhält es sich bei jeder anderen Modulationsfrequenz. Die wirklich entstehenden Frequenzen sind also:

Trägerfrequenz,  
Trägerfrequenz  $\pm 1 \times$  Modulationsfrequenz,  
Trägerfrequenz  $\pm 2 \times$  Modulationsfrequenz,  
Trägerfrequenz  $\pm 3 \times$  Modulationsfrequenz  
usw.

Als Nächstes interessiert nun, wie breit ein solches Spektrum ist, das sich aus einzelnen, in gleichen Abständen voneinander liegenden Frequenzen aufbaut. Es ist zwar theoretisch unendlich breit, aber andererseits brauchen von einer bestimmten Bandbreite ab die Seitenwellen nicht mehr berücksichtigt zu werden, da dann ihre Amplituden verschwindend klein sind.

Die Größe der Seitenwellen wird mit Hilfe der Besselfunktionen berechnet [1]. In Tabelle 1 sind die Werte dafür in Abhängigkeit vom Modulationsindex  $M$  aufgetragen. Dabei ist

$$M = \frac{\Delta F}{f}$$

$\Delta F$  = Wobbelhub der Sendefrequenz nach einer Seite,  
 $f$  = Modulationsfrequenz, Tonfrequenz.

Für den Fall:

Hub  $= \Delta F = \pm 75 \text{ kHz}$   
Modulationsfrequenz  $= f = 15 \text{ kHz}$   
Modulations-Index  $= M = 5$

als Beispiel ist in Bild 1 für das sich ergebende Frequenzspektrum die Amplitude jeder auftretenden Frequenz in % des unmodulierten Trägers dargestellt. In diesem Falle sind oberhalb der 8. Seitenwelle die Amplituden kleiner als 1% und brauchen nicht mehr berücksichtigt zu werden.

Es ist aber ganz allgemein zu untersuchen, unter welchen Voraussetzungen solche Vernachlässigungen möglich sind.

Tabelle 1: Amplitudenwerte der Besselfunktionen

M	A <sub>0</sub>	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	A <sub>4</sub>	A <sub>5</sub>	A <sub>6</sub>	A <sub>7</sub>	A <sub>8</sub>	A <sub>9</sub>	A <sub>10</sub>	A <sub>11</sub>	A <sub>12</sub>
	Prozentuale Stärke der Seitenbänder												
	(Träger)												
0,1	99,75	4,99											
0,2	99,00	9,95											
0,3	97,76	14,83											
0,4	96,04	19,6											
0,5	93,85	24,23	3,1										
1,0	76,52	44,01	11,49	1,96	0,25	0,025							
2	22,39	57,67	35,28	12,89	3,4	0,704	0,12						
3	26,01	33,91	48,61	30,91	13,2	4,303	1,14	0,255	0,05				
4	39,71	6,6	36,41	43,02	28,11	13,21	4,91	1,52	0,403	0,094			
5	17,76	32,76	4,66	36,48	39,12	26,11	13,1	5,34	1,841	0,532	0,147		
6	15,06	27,67	24,29	11,48	35,76	36,21	24,58	12,96	5,653	2,12	0,696	0,405	
7	30,01	0,47	30,14	16,76	15,78	34,79	31,92	23,36	12,9	5,59	2,354	0,833	0,266
8	17,17	23,46	13,3	29,11	10,54	18,58	33,76	32,06	22,35	12,63	6,08	2,56	0,96
9	9,03	24,53	14,48	18,09	26,55	5,504	20,43	32,75	30,51	21,49	12,47	6,22	2,74
10	24,59	4,35	25,46	5,48	21,96	23,41	1,45	21,67	31,79	29,19	20,75	12,31	6,34
11	17,12	17,68	13,9	22,73	1,5	23,83	20,16	1,84	22,5	30,59	28,04	20,1	12,16
12	4,77	22,34	8,5	19,51	18,25	7,35	24,4	17,03	4,51	23,04	30,05	27,04	19,54



## Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

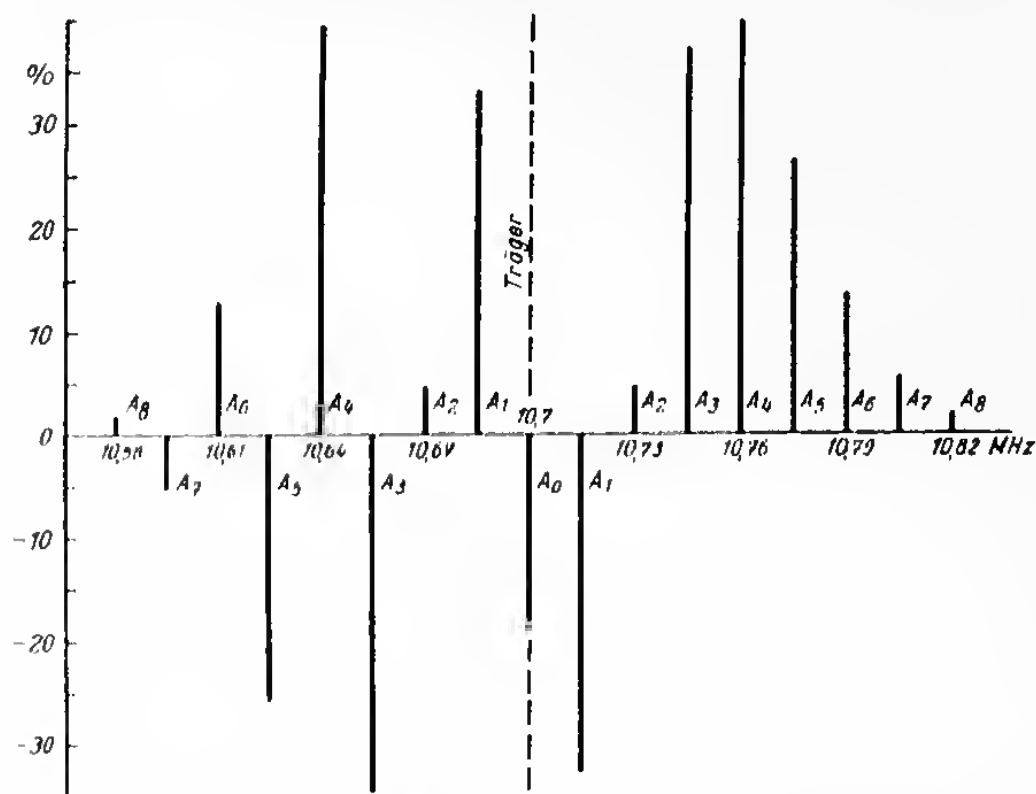


Bild 1. Frequenzspektrum für Modulationsindex  $M = 5$ . Alle Seitenwellen über  $A_8$  sind kleiner als 1 %.

Geht man von der Forderung aus, daß alle Seitenwellen, deren Amplituden größer als 1 % sind, mit übertragen werden müssen, so ist die Zahl der Seitenwellen und damit die erforderliche Bandbreite gegeben durch:

$$B = 2 \cdot f \cdot n \sim 2 \cdot f (2 + 1,2 \cdot M)$$

$f$  = Modulationsfrequenz (Hz)

$n$  = Zahl der zu berücksichtigenden Seitenwellen

$B$  = erforderliche Bandbreite (Hz).

Unter Zugrundelegung dieser Formel ist Bild 2 berechnet. Für drei Werte des Frequenzhubes (50 kHz, 75 kHz und 100 kHz) ist über dem Modulationsindex, der also für konstanten Hub jeweils umgekehrt proportional zur Modulationsfrequenz ist, die erforderliche Bandbreite aufgetragen. Die höchsten Forderungen an die Bandbreite treten für hohe Modulationsfrequenzen, d. h. niedrige Werte des Modulationsindex auf. Bei  $\Delta F = 75$  kHz und  $f = 15\,000$  Hz, d. h.  $M = 5$  beträgt die so berechnete Durchlaßbreite 225 kHz, sie ist 3mal so groß wie der Hub.

Die weitere Frage lautet, wie sich eine stärkere Beschneidung des Frequenzbandes auswirkt, so daß also auch Seitenwellen mit Amplituden  $> 1\%$  weggeschnitten werden.

Die Folgen eines zu schmalen Durchlaßbereiches lassen sich sehr anschaulich graphisch zeigen. Aus der Berechnung des Vorgangs einer Fre-

## Erforderliches Frequenzband

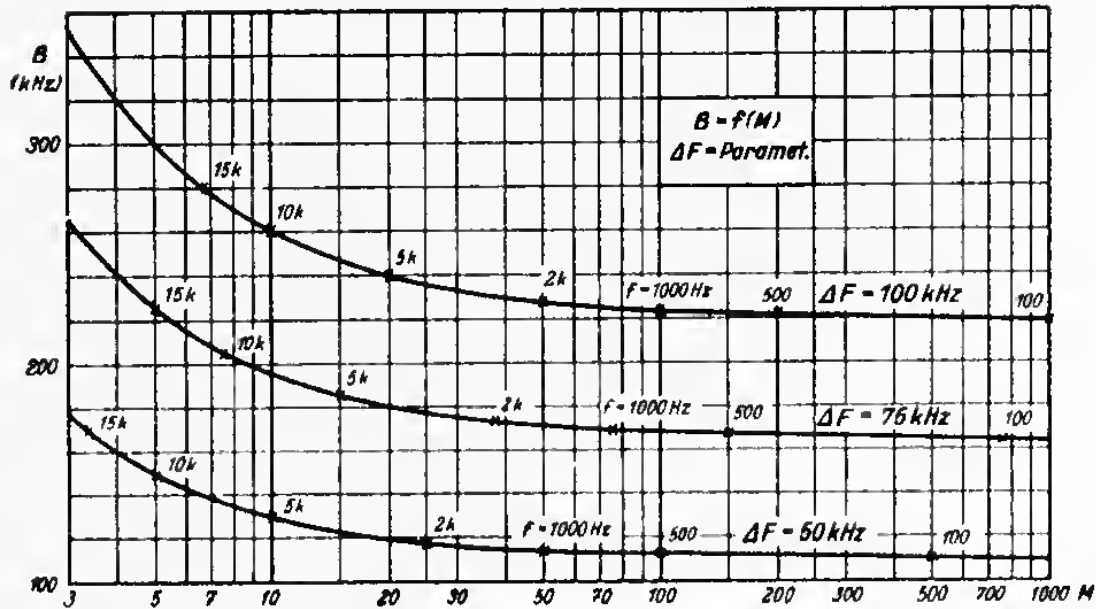


Bild 2. Erforderliche Bandbreite in Abhängigkeit vom Modulationsindex für verschieden großen Frequenzhub

quenzmodulation ergibt sich ja, daß die Grundwelle und eine Reihe von Seitenwellen auftreten. Wenn man also rückwärts die Grund- und Seitenwellen graphisch zusammensetzt, muß sich der ursprüngliche Vorgang einer sinusförmigen FM, wobei die Amplitude konstant bleibt, rekonstruieren lassen.

Um die Verhältnisse nicht zu komplizieren, werde der Fall  $M = 2$  betrachtet. Es ergibt sich das in Bild 3 gezeichnete Spektrum.

Daraus läßt sich die Vektorendarstellung Bild 4a...d entwickeln. Ist keine FM vorhanden, dann dreht sich der Vektor  $A_0$  mit konstanter Geschwindigkeit, und wenn wir ihn immer nach Ablauf einer Schwingungsperiode der Trägerfrequenz  $F$  blitzlichtartig beleuchten, so steht er stets an der gleichen Stelle (Bild 4a).

Wenn wir uns also begnügen, das Verhalten immer bei ein und derselben Phase der Trägerfrequenz zu betrachten, so können wir den Vektor  $A_0$  als stillstehend ansehen. An  $A_0$  sind nun die Vektoren der ersten Seitenwelle anzusetzen.

Dns erste Seitenwellenpaar hat die Frequenz  $F + f$  und  $F - f$ , ferner besteht eine Phasenverschiebung von  $180^\circ$  zwischen den beiden Komponenten.

Da wir immer nach der Zeit  $T \left( T = \frac{1}{f} \right)$  beobachten, interessiert für die beiden Vektoren nur ihre Relativgeschwindigkeit  $+f$  und  $-f$ . Die eine Komponente dreht sich also mit der Frequenz  $-f$ , die andere mit  $+f$

# Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

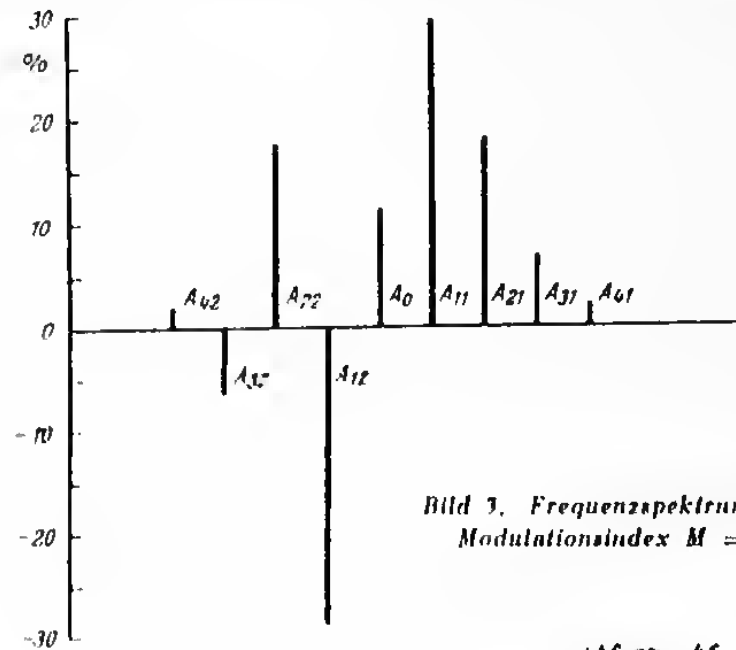


Bild 3. Frequenzspektrum für Modulationsindex  $M = 2$

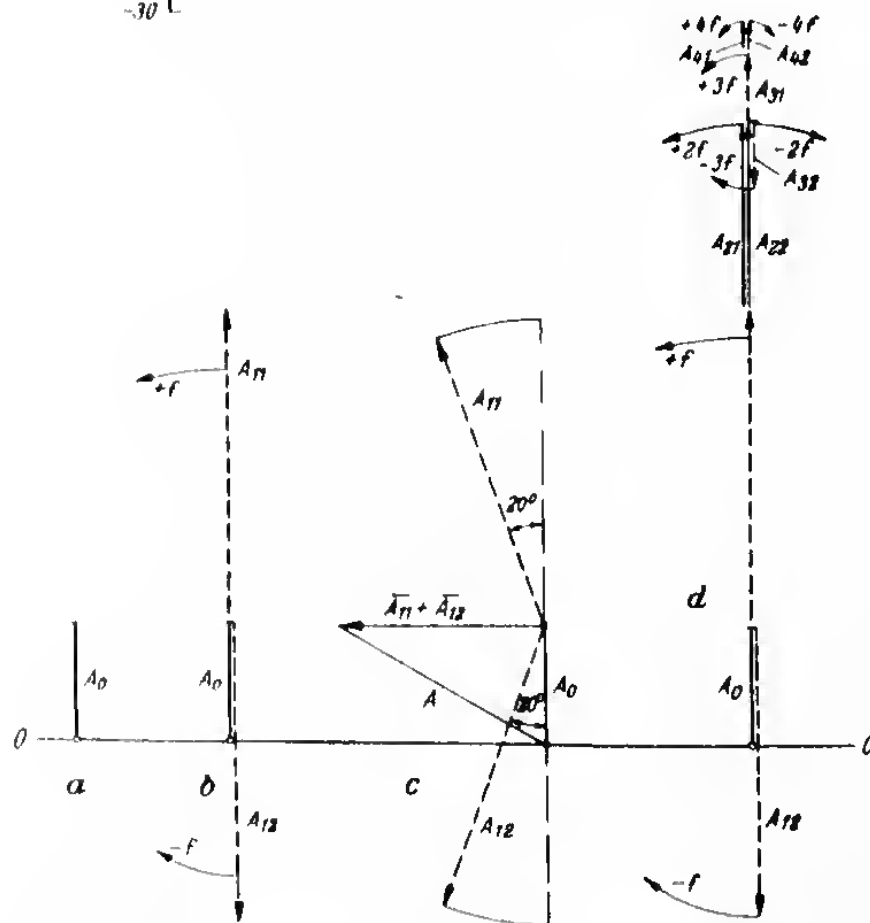


Bild 4. Konstruktion des Vektors einer frequenzmodulierten Schwingung aus den Teilschwingungen (Seitenwellen)

## Erforderliches Frequenzband

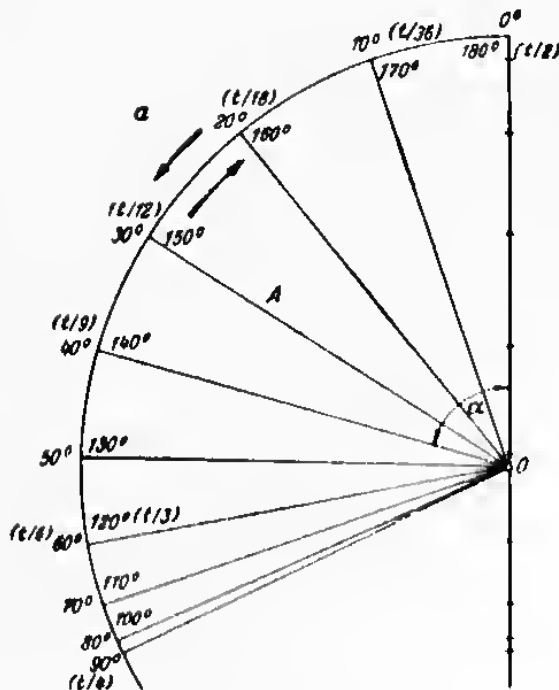


Bild 5a. Lage und Größe des Vektors  $A$  während einer halben Periode der Modulationsfrequenz (konstruiert nach Bild 4)

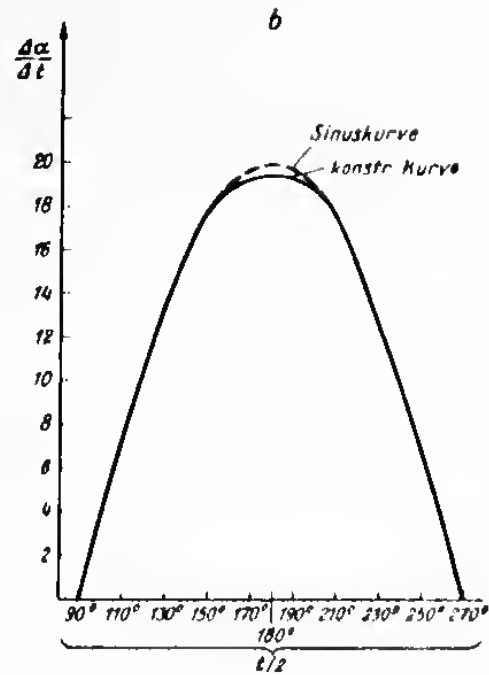


Bild 5b. Die Winkeländerung des Vektors  $A$  während einer halben Periode der Modulationsfrequenz (konstruiert nach Bild 5a)

(Bild 4b). Die Bewegung der beiden Vektoren betrachten wir jeweils nach einem durchlaufenen Winkel von  $10^\circ$ , wobei  $360^\circ$  einer vollen Schwingung der Modulationsfrequenz entsprechen; für Bild 4c sei der durchlaufene Winkel mit  $20^\circ$  angenommen. Die beiden Vektoren  $A_{11}$  und  $A_{12}$  erzeugen eine Resultierende, die senkrecht auf  $A_0$  steht und durch  $\overline{A_{11}} + \overline{A_{12}} = 2 \cdot A_{11} \sin 20^\circ$  bestimmt ist. Die Lage und Größe des Vektors  $A$  ist durch die Resultierende der drei Vektoren  $A_0 + (\overline{A_{11}} + \overline{A_{12}})$  gegeben. Man sieht, daß er je nach der Lage von  $\overline{A_{11}}$  und  $\overline{A_{12}}$ , d. h., dem durchlaufenen Winkel, entweder  $A_0$  vor- oder nachholt, daß seine Frequenz also größer oder kleiner als  $F$  ist. In gleicher Weise sind nun auch die anderen Seitenwellen zu behandeln. Während aber die Seitenwellen  $A_{11}$  und  $A_{31}$  zu  $A_{12}$  und  $A_{32}$  gegenphasig sind, ist bei  $A_{21}/A_{22}$  sowie  $A_{41}/A_{42}$  Gleichphasigkeit vorhanden (s. a. Bild 4d), folglich liegt die Resultierende von  $A_{11}/A_{12}$  sowie  $A_{31}/A_{32}$  senkrecht zu  $A_0$ , die Resultierende von  $A_{21}/A_{22}$  sowie  $A_{41}/A_{42}$  in Richtung von  $A_0$ .

Konstruiert man sich  $A$  aus  $A_0$  und den Seitenfrequenzen  $A_{11} \dots A_{42}$ , wobei man das Bild jeweils nach Ablauf von  $1/36$  der Periode der Modulationsgrundfrequenz betrachtet, erhält man **Bild 5a**.

Dabei ist zu beachten, daß  $A_{21}/A_{22}$  mit der doppelten Frequenz, also  $2f$ ,  $A_{31}/A_{32}$  mit der dreifachen Frequenz usw. läuft. Während also die Vektoren  $A_{11}/A_{12}$  sich um  $10^\circ$  drehen, wandern  $A_{21}/A_{22}$  um  $20^\circ$ ,  $A_{31}/A_{32}$  um  $30^\circ$  usw. Das auf diese Weise entwickelte Bild 5a zeigt, daß die Amplitude von  $A$ , wie gefordert, praktisch konstant bleibt.

Es muß sich nun zeigen lassen, daß auch der zweite Ausgangspunkt, nämlich der einer sinusförmigen Frequenzmodulation, erfüllt ist, denn es wurde vorausgesetzt, daß die Änderung der Trägerfrequenz nach dem Sinusgesetz erfolgt.

Die Höhe der Frequenzabweichung wird in Bild 5a durch den Winkel  $\alpha$ , gemessen zwischen dem Vektor  $A$  und der Nullage, dargestellt. Demzufolge muß also die Winkeländerung  $\Delta\alpha$  sinusförmig vor sich gehen. In **Bild 5b** ist  $\Delta\alpha$  über einer Halbperiode der Modulationsgrundfrequenz  $f$  aufgetragen. Man sieht, daß sich tatsächlich wieder eine Sinuskurve bis auf kleine Abweichungen ergibt, die dadurch entstehen, daß ja immer über Winkel von  $10^\circ$  der Frequenz  $f$  gemittelt wird. Je feiner man die Unterteilung macht, um so mehr nähert sich die konstruierte Kurve der Sinuskurve an.

Vernachlässigt man nun alle Seitenwellen oberhalb der dritten, also von  $A_{41}/A_{42}$  ab, so ergibt sich in sonst gleicher Weise **Bild 6a** und **6b**. Man sieht (**Bild 6a**), daß die Amplitude von  $A$  keineswegs mehr über den ganzen Modulationsvorgang konstant ist. **Bild 6b** zeigt, daß eine wesentliche Verzerrung des Modulationsvorganges entsteht.

Während bei AM eine Frequenzbandbeschränkung eine lineare Verzerrung ergibt, bedeutet der gleiche Vorgang bei FM eine nichtlineare Verzerrung der Modulationsfrequenz. Um dieses Ergebnis anschaulich zu machen, ist hier das besprochene graphische Verfahren benützt. Eine exaktere, mathematische Darstellung ist in der „Systemtheorie“ von Küpfmüller [2] enthalten.

Im vorstehenden wurde auseinandergesetzt, wie groß theoretisch die Bandbreite im ZF-Verstärker sein muß, damit die Modulation verzerrungsfrei übertragen wird. Die Forderung bei 75 kHz Hub und 15 kHz Modulationsfrequenz lautet auf  $\pm 120$  kHz Bandbreite. In der Praxis mildert sich diese Bedingung, da die höchsten Modulationsfrequenzen von ca. 15 kHz trotz Vorverzerrung (Preemphasis) kaum den Sender mit vollem Hub aussteuern. Die Erfahrung hat gelehrt, daß deshalb die benötigte Durchlaßbreite etwa gleich Frequenzhub + höchste Modulationsfrequenz sein soll. Das entspricht im vorliegenden Fall  $\pm (75 + 15) \text{ kHz} = \pm 90 \text{ kHz}$ .

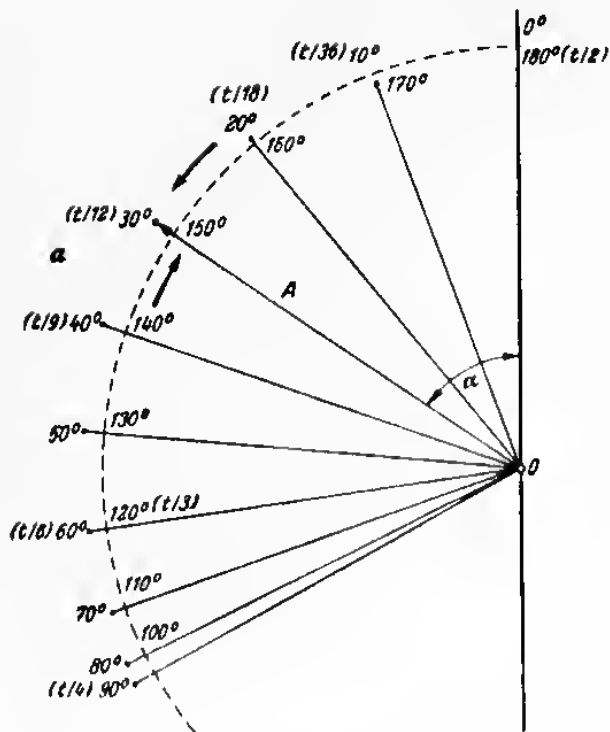


Bild 6a. Wie Bild 5a, aber für verringerte Durchlaßbreite

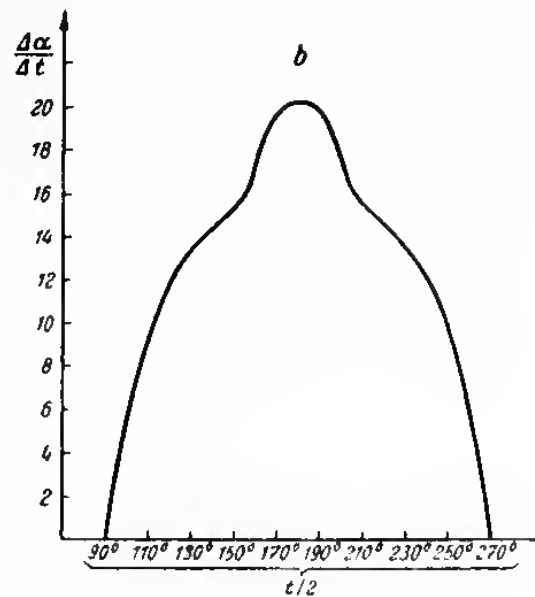


Bild 6b. Wie Bild 5b, aber für verringerte Durchlaßbreite

Eine Sicherheit für eine Frequenzwanderung des Oszillators ist bei einem Wert von  $\pm 90$  kHz noch nicht eingerechnet. Die Oszillatorwanderung nach dem Einschalten eines Empfängers beträgt bei den heute auf dem Markt befindlichen Rundfunkgeräten auf dem UKW-Bereich je nach Type 30 bis 100 kHz. An sich ist es natürlich möglich, den Empfänger jeweils wieder nachzustimmen, das ist aber für den Hörer lästig. Selbst wenn wir ein ein- bis zweimaliges Nachstimmen des Empfängers nach dem Einschalten für zulässig halten, werden wir mit einer auch dann noch verbleibenden Oszillatorwanderung von mindestens  $\pm 10$  kHz rechnen müssen. Somit ergibt sich eine erforderliche Bandbreite von  $\pm 100$  kHz. Wie wir weiter unten ausführen werden, darf dieser Wert unterschritten werden, wenn das Eingangssignal so groß ist, daß eine Amplitudenbegrenzung einsetzt.

Im folgenden soll nun behandelt werden, wie die Zf-Filter zu dimensionieren sind, damit 1. eine möglichst große Verstärkung erzielt wird, 2. durch Röhrenwechsel keine unzulässigen Verstimmungen der Bandfilterkreise auftreten und 3. noch eine ausreichende Selektion gewährleistet wird.

## II. Die Berechnung der maximalen Stufenverstärkung

### 1. Einzelkreis zwischen zwei Verstärkerröhren

#### a) Maximale Stufenverstärkung ohne Berücksichtigung der Röhrenstreuungen

Die einfachste Zf-Verstärkerstufe erhalten wir, wenn wir einen Parallelkreis zwischen zwei Verstärkerröhren schalten (Bild 7). Dabei nehmen wir an, daß entsprechend der Praxis diese beiden Verstärkerröhren Pentoden sind, so daß wir den Anodendurchgriff vernachlässigen können (die „Stufe“ ist stets vom Gitter einer Röhre bis zum Gitter der nachfolgenden Röhre gerechnet). Dann können wir auch den Innenwiderstand dieser Verstärkerröhren so groß annehmen, daß wir ihn ebenfalls nicht zu berücksichtigen brauchen.

Die Anodenwechselspannung eines solchen Verstärkers ist bekanntlich

$$U_a = -U_g \cdot S \cdot R_a \quad (1n)$$

Da die Gitterwechselspannung der zweiten Verstärkerröhre wegen der direkten Ankopplung des Gitters an den Kreis gleich der Anodenwechselspannung ist, wird die Stufenverstärkung

$$B = S \cdot R_a \quad (1)$$

Es ist aber für die Resonanzfrequenz  $f_0$  des Kreises

$$R_a = R_a = \frac{1}{2\pi \cdot f_0 \cdot C} \cdot \frac{1}{d}, \text{ somit } V = \frac{S}{2\pi f_0 C \cdot d} \quad (2)$$

Die größte Verstärkung erhält man also, wenn  $C$  möglichst klein wird, d. h. wenn keine äußeren Schaltkapazitäten im Kreis liegen, sondern die Schwingkreiskapazitäten nur durch die Röhren- und Zuleitungskapazitäten gebildet werden, und weiter, wenn die Dämpfung  $d$  der Kreise möglichst klein ist. Die Ausgangskapazität  $C_a$  der ersten und die Eingangskapazität  $C_e$  der zweiten Röhre gehen in die Schaltung nach Bild 7 in gleicher Weise ein.  $C_a$  ist im wesentlichen durch die Anoden/Fanggitter- und  $C_e$  durch die Gitter/Katoden- und Gitter/Schirmgitter-Kapazität bestimmt.

Die Zwischenfrequenz  $f_0$  ist für den UKW-Rundfunk mit 10,7 MHz genormt. Die Dämpfung  $d$  werden wir, wie weiter unten behandelt wird, mit Rücksicht auf Bandbreite und Selektion ebenfalls nicht beliebig wählen können. Dann ist die maximal mögliche Stufenverstärkung nur durch das Verhältnis  $\frac{S}{C}$  bestimmt. Dieses Verhältnis spielt bekanntlich bei aperiodischen Breitbandverstärkern eine entscheidende Rolle, da Stufen-

## Begrenzung der Verstärkung durch Kapazitätsstreuungen

verstärkung und Grenzfrequenz durch diese Größe bestimmt werden, so daß der Quotient  $\frac{S}{C}$  auch als „Güte“ einer Röhre bezeichnet wird.

Wenn bei abgestimmten Verstärkern die Ausgangskapazität  $C_a$  sich von der Eingangskapazität  $C_e$  sehr stark unterscheidet, erhält man die maximale Stufenverstärkung  $V$  durch entsprechende Transformation. Bild 8 zeigt die Schaltung für den Fall, daß die Eingangskapazität wesentlich größer als die Ausgangskapazität ist. Die maximale Stufenverstärkung ist dann

$$V = S \cdot \frac{1}{2 \cdot \sqrt{C_a \cdot C_e}} \cdot \frac{1}{2 \pi f_0} \cdot \frac{1}{d} \quad (3)$$

(wenn  $C_a = C_e$  wird, entspricht die Formel (3) der Gleichung (2), da  $C = C_a + C_e$ ).

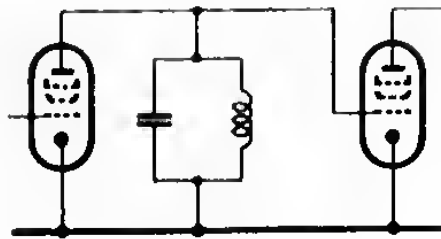


Bild 7. Einkreisige Zf-Stufe

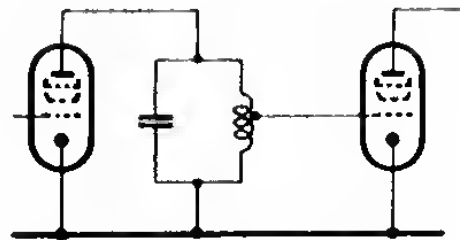


Bild 8. Einkreisige Zf-Stufe mit Spannungsteilerkopplung

### b) Begrenzung der Verstärkung durch Kapazitätsstreuungen

Die sich nach (2) und (3) ergebende maximale Stufenverstärkung wird man mit Rücksicht auf die unvermeidbaren Kapazitätsstreuungen der Röhren nur dann voll ausnutzen können, wenn die einzelnen Kreise bei Röhrenwechsel jedesmal nachgestimmt werden. Das ist aber in der Praxis nicht durchführbar. Es ist heute allgemein üblich, bei Rundfunkempfängern die Zf-Kreise so zu dimensionieren, daß ein Nachstimmen der Kreise bei Röhrenwechsel nicht erforderlich ist. Dann ist aber für die Dimensionierung der Kreise nicht mehr die Röhrenkapazität  $C_a$  oder  $C_e$  selbst, sondern deren Änderung  $\Delta C$  maßgebend.

Neben der Kapazitätsänderung beim Röhrenwechsel kann auch eine Änderung der Raumladekapazität durch eine Verlagerung des Arbeitspunktes der Röhre auftreten. Eine Verstärkungsregelung wird zwar auf dem UKW-Bereich nur in Ausnahmefällen angewandt, jedoch können Gitterspannungsänderungen entstehen, wenn die Signalspannungen so groß sind, daß Gitterstrom fließt. Das ist vorzugsweise bei der letzten Zf-Röhre der Fall, da hier der Zf-Pegel am höchsten ist und diese Röhre gern als Gitterstrombegrenzer ohne feste Gittervorspannung betrieben wird.



## Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

Die Änderung der Röhrenkapazitäten beim Wechsel der Röhren oder durch Gittervorspannungsverlagerung bewirkt eine Verstimmung der Zf-Kreise. Diese ist um so größer, je kleiner die Schwingkreiskapazität  $C$  ist. Bekanntlich ist die Resonanzfrequenz

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \cdot C_0}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{\Delta C}{C}}} = f_0 \frac{1}{\sqrt{1 \pm \frac{\Delta C}{C}}}$$

$$f \approx f_0 \left( 1 \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \right)$$

$$\Delta f = f - f_0 = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \cdot f_0 \quad (4)$$

Es war nach (2) die Stufenverstärkung  $V = S \cdot R_a = \frac{S}{2\pi f_0 \cdot C \cdot d}$

Wenn wir Gleichung (4) nach  $C$  auflösen und diesen Wert in Gleichung (2) einsetzen, wird

$$V = \frac{S}{2\pi f_0 \cdot d} \cdot \frac{1}{\frac{f_0}{2\Delta f} \cdot \Delta C} = \frac{S \cdot \Delta f}{f_0^2 \cdot \pi \cdot d \cdot \Delta C}$$

Bei gegebener Dämpfung  $d$  und zulässiger Verstimmung  $\Delta f$  ist  $V$  proportional zu  $\frac{1}{\Delta C}$ ; die Stufenverstärkung ist dann unabhängig von der Schwingkreiskapazität  $C$  und steht im umgekehrten Verhältnis zur Kapazitätsänderung  $\Delta C$ .

### c) Die maximale Stufenverstärkung bei Berücksichtigung der bei Röhrenwechsel auftretenden Kreisverstimmung

Wenn der Zf-Kreis bei Änderung der Röhrenkapazitäten verstimmt wird, so muß man verlangen, daß auch für die höchsten bei Frequenzmodulation noch zu übertragenden Seitenbänder keine wesentliche Änderung der Verstärkung eintritt. Wie — Seite 13 — besprochen wurde, ist bei einem maximalen Frequenzhub von  $\pm 75$  kHz, einer höchsten Modulationsfrequenz von 15 kHz und einer Oszillatorwanderung von  $\pm 10$  kHz eine Bandbreite von  $\pm 100$  kHz erforderlich. Unter 1,5% darf die Kreisdämpfung nicht sinken, weil dann schon die Bandbreite einer einzelnen Verstärkerstufe mit kritisch gekoppeltem Bandfilter kleiner als  $\pm 100$  kHz wird (s. Bild t2); die Bandbreite eines gesamten Empfängers mit mehreren Verstärkerstufen würde somit erst recht kleiner als  $\pm 100$  kHz werden. Für eine Verstimmung durch Röhrenwechsel ist dann keinerlei Reserve mehr vorhanden (s. aber auch Seite 30).

## Bei Röhrenwechsel auftretende Kreisverstimmung

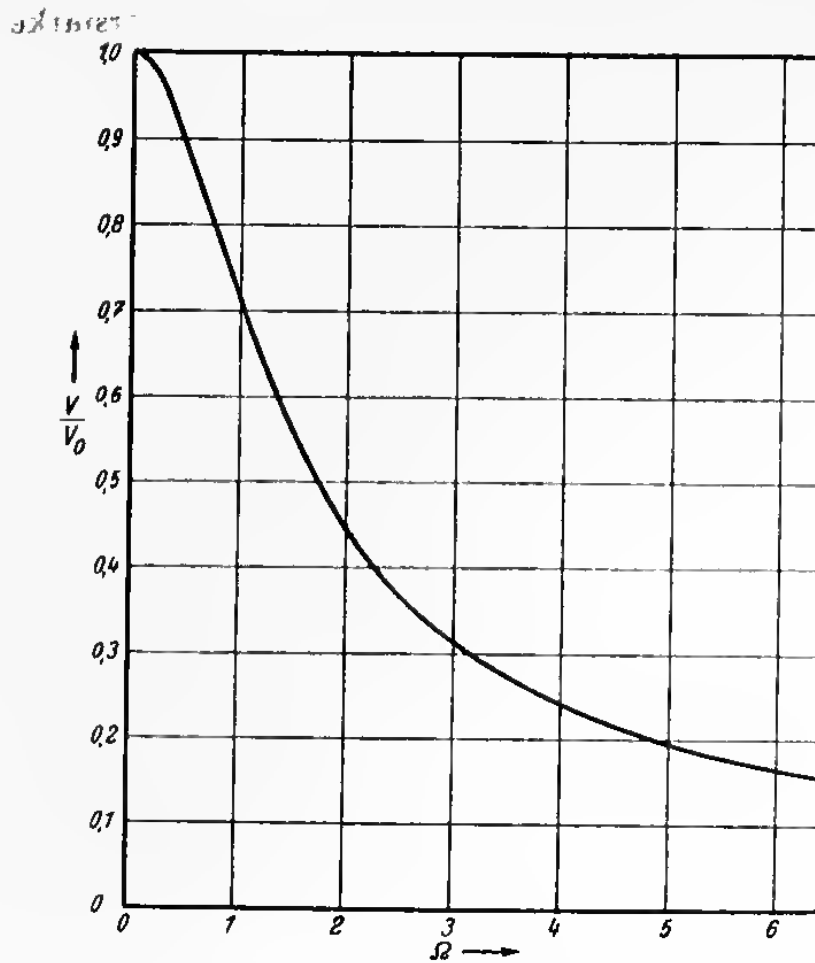


Bild 9. Übertragungsmaß einer einkreisigen Zf-Stufe als Funktion der normierten Verstimmung  $\Omega = \frac{v}{d}$

In Bild 9 ist die Resonanzkurve eines Einzelkreises über der normierten Verstimmung  $\Omega$  aufgetragen. Bekanntlich erhält man für verschieden stark gedämpfte Kreise immer die gleiche Resonanzkurve, wenn man als Abszisse nicht die Verstimmung

$$v = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx \frac{2 \cdot \Delta f}{f_0}$$

sondern die normierte Verstimmung  $\Omega = \frac{v}{d}$  aufträgt. Lassen wir für die höchsten noch zu übertragenden Seitenbänder eine Änderung der Stufenverstärkung von  $1 : \sqrt{2}$  bei Röhrenwechsel zu, so darf nach Bild 9  $\Omega = \frac{v}{d}$  für einen Einzelkreis nicht größer als 1 werden.

## *Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger*

$v$  setzt sich nun zusammen aus dem benötigten Frequenzband  $\Delta F_{\max}$ , der Oszillatorwanderung  $\Delta f_{os}$  und der durch Kapazitätsstreuung  $\Delta C$  bedingten Kreisverstimmung  $\Delta f_c$

$$v = 2 \cdot \frac{(\Delta F_{\max} + \Delta f_{os} + \Delta f_c)}{f_0} \quad (5)$$

Die Kreisverstimmung  $\Delta f_c$  für den gegebenen Wert von  $\Delta C$  ist, wie wir oben abgeleitet haben, umgekehrt proportional zur Kreiskapazität  $C$ . Der Frequenzhub sowie die Oszillatorwanderung sind unabhängig von der Zf-Kreiskapazität.  $v$  und damit  $\Omega$  ändern sich daher nicht umgekehrt proportional zur Kreiskapazität  $C$ , sondern nur in einem wesentlich geringeren Maß, vor allem dann, wenn  $\Delta f_c$  kleiner als das konstante Glied  $\Delta F_{\max} + \Delta f_{os} = 100$  kHz ist, was den tatsächlichen Verhältnissen in vielen Fällen entspricht. Unter Berücksichtigung der Gleichungen (2) und (4) folgt daraus, daß man eine größere Stufenverstärkung  $V$  erhält, wenn man den Kreis mit kleiner Schwingkreiskapazität und großer Dämpfung statt umgekehrt mit größerer Kapazität und kleinerer Dämpfung ausführt.

Die Kapazitätsänderung bei Röhrenwechsel kann recht beträchtlich sein. Dabei ist der Streubereich wenig verschieden für steile Röhren mit größeren Kapazitätswerten gegenüber Röhren mit geringer Steilheit. Er beträgt für die hauptsächlich im Zf-Verstärker verwandten Röhren EF 11, EF 41, EAF 42, EF 15, EBF 15, ca.  $\pm 0,8$  pF sowohl für die Eingangs- wie für die Ausgangskapazität. Es ist aber zu berücksichtigen, daß Röhren mit den Maximal- und Minimalkapazitäten verhältnismäßig selten vorkommen (Bild 10). Aus der statistischen Verteilung der Abweichungen folgt, daß die Mehrzahl der Röhren Kapazitätswerte besitzen, die nur wenig vom Sollwert abweichen. Im folgenden wollen wir daher nur mit Kapazitätsänderungen von  $\pm 0,3$  pF rechnen.

Die Änderung der Eingangskapazität bei Verlagerung des Arbeitspunktes kann bei steilen Röhren wie der EF 15 und EF 85 bis zu 3 pF betragen. Man wird daher eine automatische Verstärkungsregelung, wie sie auf dem Mittel- und Kurzbereich üblich ist, bei UKW möglichst vermeiden. Sie ist auch bei Frequenzmodulation nicht notwendig. Allerdings ist das Auftreten von Gitterstrom in der letzten Zf-Röhre bei großer Eingangsspannung schwer zu vermeiden. Die dadurch bedingte Verstimmung ist aber in dieser Stufe meist ungefährlich, weil infolge des Gitterstromes eine Amplitudenbegrenzung einsetzt, so daß nahezu keine Änderung in der Aussteuerung der letzten Zf-Röhre auftritt. Wichtig ist nur, daß die Zf-Kreise im Prüffeld bei genügend kleiner Eingangsspannung abgeglichen werden, damit keine FehlAbstimmung des Gitterkreises durch das Auftreten von Gitterstrom erfolgt.

## Bei Röhrenwechsel auftretende Kreisverstimmung

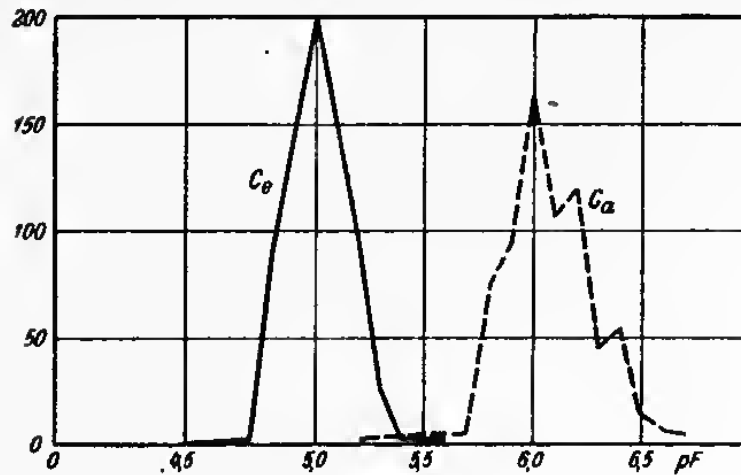


Bild 10. Häufigkeitsverteilung der Kapazitätswerte bei der Röhre EF 41.  $C_e$  = Eingangskapazität,  $C_a$  = Ausgangskapazität

Zum besseren Verständnis sei die Frage der Dimensionierung einer einkreisigen Zf-Stufe an zwei Beispielen erläutert. Wir setzen eine Schaltung nach Bild 7 voraus. Es sei die Ausgangskapazität  $C_a = 6$  pF und die Eingangskapazität  $C_e$  ebenfalls 6 pF. Die Werte entsprechen etwa der EF 11. Die Streuung der beiden Kapazitäten betrage je  $\pm 0,3$  pF. Rechnen wir noch mit 5 pF für Fassung und Zuleitungen, so wird die kleinstmögliche Schwingkreiskapazität 17 pF betragen.

### Beispiel 1: $C = 17$ pF

Bei einer Zf von 10,7 MHz ist die Frequenzänderung bei Röhrenwechsel nach Gleichung (4)  $\Delta f_c = \pm \frac{1}{2} \frac{\Delta C}{C} \cdot f_0 = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{2 \cdot 0,3}{17} \cdot 10,7 \cdot 10^6 = \pm 189$  kHz.

Für die höchsten noch zu übertragenden Seitenbänder wird dann die prozentuale Verstimmung nach (5)

$$v = \frac{2(100 + 189) \cdot 10^3}{10,7 \cdot 10^6} = 5,4\%$$

Setzen wir wieder voraus, daß der Verstärkungsabfall maximal  $1 : \sqrt{2}$  gegenüber der Resonanzfrequenz sein darf, so muß  $\Omega = 1$  werden, d. h.:  $d = v = 5,4\%$ .

Der Resonanzwiderstand  $R_a$  ist dann nach Gleichung (2)

$$R_a = \frac{1}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{17 \cdot 10^{-12}} \cdot \frac{1}{5,4 \cdot 10^{-2}} = 16,2 \text{ k}\Omega$$

## Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

Bei einer Steilheit  $S = 1 \text{ mA/V}$  würde die Stufenverstärkung  $V = 16,2$ , bei der EF 11 mit  $2,2 \text{ mA/V}$  würde  $V = 35,5$  betragen.

### Beispiel 2:

Schalten wir zu den Röhren noch einen Kondensator von  $30 \text{ pF}$  zu, so erhalten wir folgende Werte:

$$C_{\text{ges}} = 17 + 30 = 47 \text{ pF}$$

$$\Delta f_c = \pm 68 \text{ kHz}$$

$$v = \frac{2 (100 \pm 68) \cdot 10^3}{10,7 \cdot 10^3} = 3,15\%$$

für  $\Omega = 1$  wird  $v = 3,15\%$  und  $R_a = 10,7 \text{ k}\Omega$

bei  $S = 1 \text{ mA/V}$  wird  $V = 10,7$

bei  $S = 2,2 \text{ mA/V}$  wird  $V = 23,5$ .

Die Verstärkung ist also, wie oben behauptet wurde, bei großer Kapazität und kleiner Dämpfung geringer als im Beispiel 1 bei kleinerer Kapazität und größerer Dämpfung. Die Selektion ist allerdings erheblich größer als im Beispiel 1.

## 2. Gekoppelte Kreise zwischen zwei Verstärkerröhren

Befindet sich zwischen den beiden Röhren einer Verstärkerstufe kein Einzelkreis, sondern ein Bandfilter nach Bild 11, so ist wegen des zusätzlichen zweiten Kreises die Selektion erheblich größer.

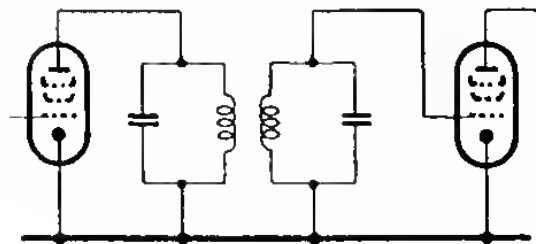


Bild 11. Doppelkreisige Zf-Stufe

Die an das Gitter der zweiten Röhre übertragene Spannung ist bekanntlich bei kritischer Kopplung um größten, aber selbst dann nur halb so groß wie bei einem Einzelkreis, wenn gleiche Kreiskapazitäten und -dämpfungen vorausgesetzt werden. Es scheint also zunächst, als ob man bei der Bandfilter-Anordnung gegenüber dem Einzelkreis erheblich an Stufenverstärkung verliert. Das ist jedoch nicht der Fall, da die oben ge-

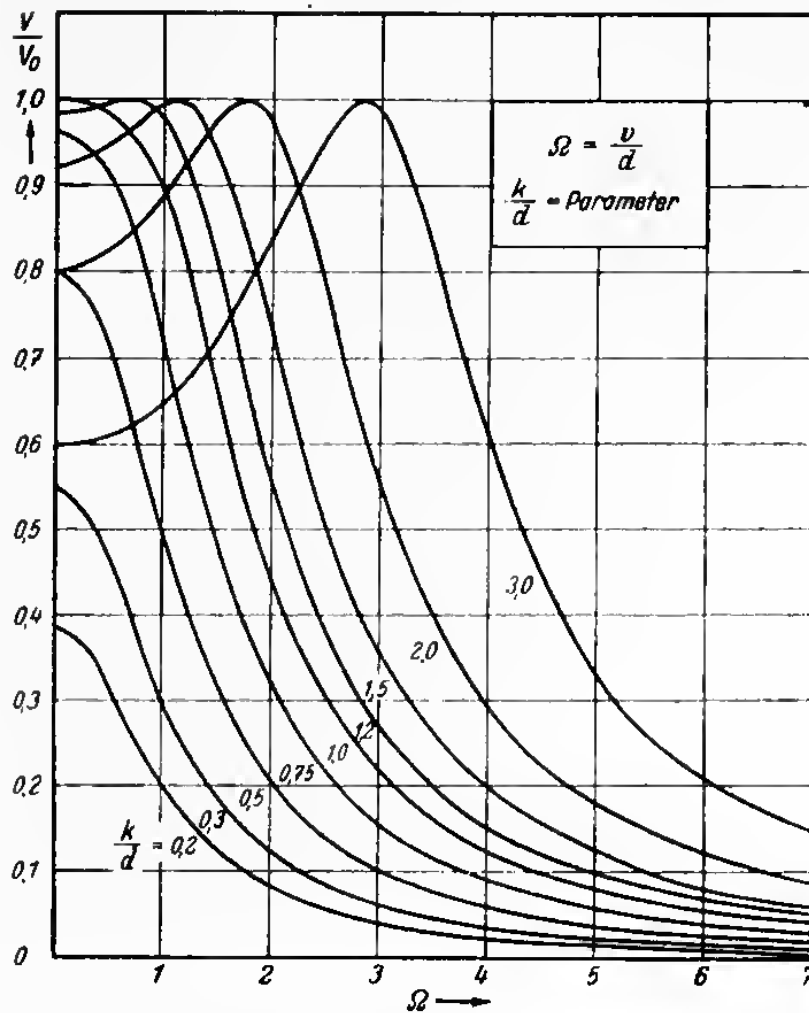


Bild 12. Übertragungsmass einer doppelkreisigen Zf-Stufe als Funktion der normierten Verstimmung  $\Omega$  für verschiedenes Verhältnis Kopplung zu Dämpfung

machte Voraussetzung gleicher Kreiskapazitäten im allgemeinen nicht zutrifft, denn zu jeder Kreisspule eines zweikreisigen Bandfilters nach Bild 11 liegt nur noch eine Röhrenkapazität parallel, entweder nur die Ausgangs- oder nur die Eingangskapazität. Deshalb ist auch nur die Kapazitätsstreuung einer Röhrenkapazität bei der Berechnung der Verstimmung durch Röhrenwechsel zu berücksichtigen. Die Kreiskapazitäten können daher halb so groß gewählt werden wie bei einem Einzelkreis zwischen zwei Verstärkerröhren, so daß die sich mit Rücksicht auf die noch zulässige Verstimmung ergebende Verstärkung nicht geringer ist als bei einem Einzelkreis. Dabei ist noch zu berücksichtigen, daß die Selektionskurve eines Bandfilters rechteckiger verläuft als die eines einzelnen Kreises. Während bei diesem ein Verstärkungsabfall von  $1 : \sqrt{2}$  bei einer normierten Verstimmung von  $\Omega = \pm 1$  auftritt, ist das bei einem kritisch

gekoppelten zweikreisigen Bandfilter  $\left(\frac{k}{d} = 1\right)$  erst bei einer normierten Verstimmung von  $\Omega = \pm 1,4$  der Fall (vgl. Bild 12 mit Bild 9).

Für kritische Kopplung und  $\Omega = 0$  ist die Stufenverstärkung

$$V_{\max} = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2\pi f_0 C} \cdot \frac{1}{d} \cdot S \quad (6)$$

Für andere Kopplungen und normierte Verstimmungen errechnet sich die Stufenverstärkung nach der Formel

$$V_{\max} = \frac{2 \frac{k}{d}}{\sqrt{(1 + \Omega^2)^2 + \left(\frac{k}{d}\right)^4 + 2\left(\frac{k}{d}\right)^2 (1 + \Omega^2)}}$$

Dabei wird angenommen, daß die Dämpfung  $d$  für beide Kreise gleich ist. Wenn das nicht zutrifft, muß  $d = \sqrt{d_1 \cdot d_2}$  gesetzt werden. In Bild 12 sind die Kurven für verschiedene  $k/d$ -Werte aufgezeichnet.

Bei der Dimensionierung der einzelnen Stufen eines Empfängers ist die Selektionsforderung entscheidend für die Wahl eines Bandfilters an Stelle eines Einzelkreises in einer Verstärkerstufe. Die Selektion ist natürlich um so größer, je geringer die Kreisdämpfung ist. Es interessiert daher, welche Kreisdämpfungen zu erzielen sind:

Die Spulen allein lassen sich für eine Zf von 10,7 MHz mit einer Dämpfung von etwa 0,8 bis 1,5% je nach der verwendeten Drahtsorte herstellen. Die Spulendämpfung erhöht sich durch die Zusatzdämpfung des Abschirmtopfes sowie durch die dielektrischen Verluste der Spulenkapazität, der Zuleitungen und der Röhrenfassung.

Die dielektrischen Zusatzdämpfungen machen sich besonders bei kleinen Kreiskapazitäten bemerkbar, bei großer Parallelkapazität geben sie weniger in die Gesamtdämpfung ein. Infolgedessen lassen sich kleine Kreisdämpfungen leichter bei großen Kreiskapazitäten erreichen. Weiter treten Zusatzdämpfungen infolge des Gitterstromes auf, wenn die Verstärkerrohren ohne Gitterspannung betrieben werden. Im Anlaufstromgebiet des Gitterstromes kann man dessen dämpfende Wirkung durch einen Parallelwiderstand zum Gitterkreis ersetzen. Als Größe des Parallelwiderstandes ist ein Viertel bis ein Fünftel des Gleichstromwertes des Ableitwiderstandes einzusetzen. Ferner ist der durch Laufzeitverzögerung bedingte elektronische Eingangswiderstand zu berücksichtigen, der bei 10,7 MHz je nach Röhrentype zwischen 50 und 300 k $\Omega$  liegen kann. Dieser Eingangswiderstand ist als Paralleldämpfung des Gitterkreises aufzufassen. Schließlich ist noch der Innenwiderstand der Ausgangsröhre zu erwähnen.

## Gekoppelte Kreise zwischen zwei Verstärkerröhren

Unter Berücksichtigung dieser verschiedenen Zusatzdämpfungen ergibt sich eine resultierende Kreisdämpfung von 1,5 bis 2,5%. In manchen Fällen sind die Dämpfungen sogar noch größer als 2,5%.

Die zulässige normierte Verstimmung beträgt nach Bild 12 für kritische Kopplung  $\Omega = \pm 1,4$ , wenn wir wieder einen Verstärkungsabfall von  $1 : \sqrt{2}$  bei Röhrenwechsel zulassen wollen. Unter Berücksichtigung der Formeln (5) und (4) erhalten wir

$$v = \Omega \cdot d = \frac{2(\Delta F_{\max} + \Delta f_{0s} + \Delta f_c)}{f_0}$$

$$\frac{\Delta C}{C} = 2 \frac{\Delta f}{f_0}$$

Setzen wir  $\Omega = 1,4$ , so wird

$$\frac{\Delta C}{C} = 1,4 \cdot d = 2 \frac{(\Delta F_{\max} + \Delta f_{0s})}{f_0} \quad (7)$$

Da  $\Delta F_{\max} + \Delta f_{0s} = 100 \text{ kHz}$  (vgl. Seite 13) und  $f_0 = 10,7 \cdot 10^3 \text{ kHz}$ , wird

$$\frac{\Delta C}{C} = 1,4 \cdot d = 1,8 \cdot 10^{-2}$$

Dämpfung, Kreiskapazität und Kapazitätsstreuung hängen also nach vorstehender Formel miteinander zusammen und können nicht unabhängig voneinander gewählt werden.

Wir wollen die Verhältnisse an drei Beispielen erläutern:

### Beispiel 3:

Die Kreisdämpfung sei für beide Kreise mit je 2% gegeben. Die Streuung der Röhrenkapazität betrage  $\pm 0,3 \text{ pF}$ .

Gefragt wird nach der kleinst-zulässigen Schwingkreiskapazität und der maximal möglichen Stufenverstärkung. Die beiden Kreise seien kritisch gekoppelt.

Setzen wir die Werte in Formel (7) ein, so ergibt sich

$$\frac{0,3}{C} = 1,4 \cdot 2 \cdot 10^{-2} = 1,8 \cdot 10^{-2}$$

$$C = 30 \text{ pF}$$

Bei einer Steilheit von  $1 \text{ mA/V}$  beträgt dann die Stufenverstärkung nach (6)

$$V = 12,5$$

bei einer Steilheit von  $2,2 \text{ mA}$  (entspricht EF 11 oder EF 41)

$$V = 27,5$$



*Beispiel 4:*

Bei einer Röhrenkapazität von 6 pF und einer Schaltkapazität von 5 pF beträgt die gerade noch realisierbare kleinste Kreiskapazität 11 pF. Gefragt wird nach der kleinst-möglichen Dämpfung und der maximalen Stufenverstärkung.

Nach Formel (7) ist

$$\frac{0,3}{11} = 1,4 \cdot d - 1,8 \cdot 10^{-2}$$

$$d = \frac{\frac{0,3}{11} + 1,8 \cdot 10^{-2}}{1,4} = 3,2\%$$

für  $S = 1 \text{ mA/V}$  ist

$$V = 21$$

bei  $S = 2,2 \text{ mA/V}$  wird  $V = 46$ .

Ein Vergleich mit dem Beispiel 1 bei der Einzelkreisschaltung zeigt, daß die maximal mögliche Stufenverstärkung bei Bandfilterkopplung etwas größer ist als bei Einzelkreiskopplung.

*Beispiel 5:*

Zur Kreisspule sei eine Festkapazität von 30 pF parallel geschaltet, so daß die Kreiskapazität einschließlich der Röhren- und Schaltkapazitäten 41 pF beträgt. Gefragt wird nach der zulässigen Kreisdämpfung und der Stufenverstärkung.

Nach Gleichung (7) ist:

$$\frac{0,3}{41} = 1,4 \cdot d - 1,8 \cdot 10^{-2}$$

$$d = \frac{\frac{0,3}{41} + 1,8 \cdot 10^{-2}}{1,4} = 1,8\%$$

für  $S = 1 \text{ mA/V}$  wird

$$V = 10$$

für  $S = 2,2 \text{ mA/V}$

$$V = 22$$

Bei den vorstehenden Rechnungen wurde kritische Kopplung der Bandfilter vorausgesetzt. Bei etwas unterkritischer Kopplung lassen sich die einzelnen Kreise der Bandfilter leichter abstimmen. Nach Bild 12 ist für  $\frac{k}{d} = 0,8$  und einen Verstärkungsabfall von  $1 : \sqrt{2}$  nur ein  $\Omega$  von  $\pm 1,3$  zulässig, während die Verstärkung  $V$  für  $\Omega = 0$  sich nur unwesentlich geändert hat:

$\frac{V}{V_{\max}} = 0,96$  statt 1. Für die *Beispiele 3 bis 5* ändern sich die Werte für Kreiskapazitäten, Dämpfung und Stufenverstärkung in folgender Weise:  
*Beispiel 3:* Dämpfung = 2%, Kreiskapazität 37,5 pF,  $V = 9,5$  für  $S = 1 \text{ mA/V}$ .

*Beispiel 4:* Kreiskapazität 11 pF, Dämpfung 3,45%,  $V = 18,7$  für  $S = 1 \text{ mA/V}$ .

*Beispiel 5:* Kreiskapazität 41 pF, Dämpfung 1,93%,  $V = 8,9$ , für  $S = 1 \text{ mA/V}$ .

## III. Selektion und Bandbreite

### a) Selektion einer einzelnen Zf-Stufe

Der kleinste Senderabstand für zwei UKW-Rundfunksender beträgt z. Z. 400 kHz. Da die Reichweite der UKW-Sender bekanntlich begrenzt ist, kann dieselbe Sendefrequenz gleichzeitig für zwei oder mehrere weit voneinander entfernte Sender verwendet werden. Auch wird man durch entsprechende Frequenzverteilung dafür sorgen, daß räumlich dicht benachbarte Sender möglichst nicht gerade den kleinsten Kanalabstand von 400 kHz besitzen. Trotzdem spielt das Selektionsproblem heute bei der großen Zahl von UKW-Sendern bereits eine Rolle. Bei AM-Empfang ist schon ein anderer Sender störend, wenn die Amplitude des am Demodulator wirksamen Störsignals 1% von der des Nutzsignales beträgt. Bei Frequenzmodulation ist das Verhältnis günstiger, insbesondere dann, wenn das Empfangsgerät eine etwa auftretende Amplitudenmodulation unterdrückt, also eine Amplitudenbegrenzung besitzt. Ist die Spannung des Störsenders am Demodulator im Verhältnis 1 : 3 kleiner als der gewünschte Sender, so ist der Empfang bereits brauchbar, falls der Demodulator eine gute Begrenzerwirkung besitzt.

Wenn aber ein entfernter UKW-Sender empfangen werden soll, so können sich die Feldstärken des UKW-Fernsenders und des UKW-Ortsenders wie 1:1000 und mehr voneinander unterscheiden. Die Selektion eines guten Empfangsgerätes muß daher so groß sein, daß bei Einstellung des Fernsenders die Signalstärke des Ortssenders am Demodulator weniger als ein Drittel der des Fernsenders beträgt, obwohl die Antennenspannung 1:1000 größer ist. Die Selektion müßte in unserem Beispiel also mindestens 1:3000 betragen. Üblich sind heute selbst bei billigeren Geräten Werte von 1:200 für einen Frequenzabstand von 400 kHz und von mehr als 1:1000 für einen Abstand von 800 kHz. Aus den Kurven Bild 12 können wir die Selektionswerte für ein zweikreisiges Bandfilter ablesen. Ein Frequenzabstand von 400 kHz entspricht einer prozentualen Verstimmung  $v = \frac{2\Delta f}{f} = \frac{2 \cdot 400 \cdot 10^3}{10,7 \cdot 10^6} = \text{ca. } 7,5\%$  und ein Fre-

**Tabelle 2:**

Die 400- und 800-kHz-Selektionswerte eines zweikreisigen Bandfilters für verschiedene Kreis-  
dämpfungen und -kopplungen ( $\Omega$  berechnet nach:  $\Omega = v/d$ )

d (‰)			k/d = 1		k/d = 0,85		k/d = 0,75	
	$\Omega$ (400 kHz)	$\Omega$ (800 kHz)	S (400 kHz)	S (800 kHz)	S (400 kHz)	S (800 kHz)	S (400 kHz)	S (800 kHz)
1,5	5	10	12,5	50	14,7	58	16	64
1,75	4,25	8,5	9,0	36	10,6	42	12	48
2,0	3,75	7,5	7,1	28	8,4	33	9,5	36,2
2,5	3	6	4,5	18,2	5,5	20	6,2	23,4
3	2,5	5	3,3	12,5	3,9	14	4,4	16
3,5	2,14	4,28	2,6	9,1	2,8	10	3,4	12
4	1,87	3,75	2	7,1	2,2	7,7	2,7	9,5
4,5	1,66	3,33	1,7	5,5	1,9	6,2	2,2	7,4
5	1,5	3	1,5	4,5	1,6	5	1,9	6,2

**Tabelle 3:**

Die 400- und 800-kHz-Selektionswerte einer einkreisigen Zf-Stufe für verschiedene  
Kreisdämpfungen

d in ‰	$\Omega$ (400 kHz)	$\Omega$ (800 kHz)	S (400 kHz)	S (800 kHz)
1,5	5	10	5,1	10,1
2	3,75	7,5	3,9	7,6
2,5	3	6	3,2	6,1
3	2,5	5	2,7	5,1
3,5	2,14	4,28	2,3	4,4
4	1,87	3,75	2,1	3,9
4,5	1,66	3,33	2,0	3,5
5	1,5	3	1,8	3,2

quenzabstand von 800 kHz einem  $v$  von 15 %. Die 400- und 800-kHz-Selektionswerte eines zweikreisigen Bandfilters sind für verschiedene Dämpfung aus **Tabelle 2** ersichtlich, dabei ist in der ersten Spalte  $\frac{k}{d} = 1$  (kritische Kopplung), in der zweiten  $\frac{k}{d} = 0,85$  und in der dritten  $\frac{k}{d} = 0,75$  angenommen.

In **Tabelle 3** sind zum Vergleich die entsprechenden Selektionswerte für eine einkreisige Zf-Stufe aufgeführt (nach Bild 9).

#### **b) Gesamtselektion und -Bandbreite eines UKW-Empfängers**

Für den gesamten Empfänger setzt sich die Zf-Selektion aus der Hochfrequenzselektion und der Zwischenfrequenzselektion der einzelnen Zwischenfrequenzstufen sowie des Demodulators zusammen. Die Hoch-

frequenzvorkreise sind für die Berechnung der 400- und 800-kHz-Selektion kaum von Interesse, denn die Bandbreite dieser Kreise beträgt im Frequenzgebiet von 85 bis 100 MHz schon ein bis zwei Megahertz, da die Dämpfung der UKW-Kreise allein ohne Röhren meist über 1 % liegt. Dazu kommt noch die Bedämpfung durch den bei diesen Frequenzen niedrigen Eingangswiderstand der Röhren, so daß die gesamte Kreisdämpfung selten kleiner als 2 % sein dürfte. Dieser Wert gilt für den UKW-Anodenkreis bei Geräten mit Hf-Vorröhre. Der Eingangskreis ist durch den Strahlungswiderstand der angekoppelten Antenne meist noch erheblich stärker gedämpft.

Für die Nabelektion, d. h. die 400- und 800-kHz-Verstimmung, ist daher fast ausschließlich die Zf-Selektion maßgebend. Diese wird im wesentlichen durch die Stufenzahl des Zf-Verstärkers bestimmt. Bei Geräten der billigeren und mittleren Preisklasse werden meist zwei Zf-Stufen mit je einem zweikreisigen Bandfilter vorgesehen. Dazu kommen noch die Zf-Kreise des Demodulators, der in den weitaus meisten Fällen als Ratiodetektor geschaltet ist. Die Bandbreite und die Selektionswerte der Kreise des Ratiodetektors schwanken je nach Ausführung. Im Mittel kann man mit einer Bandbreite von  $\pm 150$  kHz, einem 400-kHz-Selektionswert von ca. 2,5 und einem 800-kHz-Selektionswert von ca. 6 rechnen.

Nach den Ausführungen auf Seite 13 soll die Bandbreite des gesamten Empfängers möglichst nicht kleiner als  $\pm 100$  kHz sein\*). Die Bandbreite der Kreise einer einzelnen Zf-Stufe muß daher noch etwas größer sein (ca.  $\pm 120$  kHz). Damit ist nach Bild 12 ( $k/d = 1$ ) eine Mindestdämpfung der Kreise von ca. 2 % festgelegt, denn über die kritische Kopplung  $k/d = 1$  geht man ungern hinaus, da dann die Verstärkungswerte für die Resonanzfrequenz schon wieder kleiner werden und die Kreise des Filters sich schlechter abgleichen lassen. Bei einer Kreisdämpfung von 2 % und zwei zweikreisigen, kritisch gekoppelten Zf-Bandfiltern + Ratiodetektor würde dann die Gesamtbandbreite des Empfängers ca.  $\pm 100$  kHz betragen und nach Tabelle 2 sich eine

400-kHz-Selektion von 120 und eine  
800-kHz-Selektion von 5000

errechnen.

Ein teureres Gerät mit drei Bandfiltern würde — ebenfalls bei einer Bandbreite von  $\pm 100$  kHz — eine 400-kHz-Gesamtselektion von 500 und eine 800-kHz-Gesamtselektion von mehr als 20 000 haben können.

Bei Geräten mit nur zwei Bandfiltern (außer dem Ratiodetektor) kann die Selektion bei Fernempfang unter Umständen nicht mehr ausreichend sein. Man wird daher versuchen, möglichst hohe Selektionswerte zu erzielen, selbst dann, wenn dadurch die Bandbreite unter den oben gefor-

\*) Siehe aber auch Seite 30.

derten Wert von  $\pm 100$  kHz sinkt. Die an sich dabei zu erwartenden nichtlinearen Verzerrungen treten wegen des Begrenzeffekts nur bei verhältnismäßig kleinen Eingangsspannungen auf. Mit derart kleinen Spannungen wird man aber nur bei UKW-Fernempfang rechnen müssen. Es kann dann richtiger sein, die Selektion auf Kosten der Bandbreite zu erhöhen, um den schwachen Fernsender vom starken UKW-Ortssender trennen zu können, als die Bandbreite groß zu wählen, um nichtlineare Verzerrungen zu vermeiden, die ja ohnehin nur bei großem Frequenzhub auftreten. Für Geräte mit zwei Zf-Bandfiltern (ohne Demodulatorkreise gerechnet) dürfte der richtige Kompromiß bei einer Bandbreite von  $\pm 75$  kHz für den gesamten Empfänger liegen.

Bei gegebener Kreisdämpfung kann dann zur Erzielung größerer Selektionswerte nur die Kopplung der Bandfilterkreise herabgesetzt werden.

Unter  $\frac{k}{d} = 0,7$  wird man aber nicht gern heruntergehen, da dann auch die Stufenverstärkung sinkt. Bei  $d = 2\%$  und  $\frac{k}{d} = 0,75$  ist eine 400-kHz-Selektion von ca.  $1:100$  für zwei Bandfilter zu erzielen. Der Ratiodetektor hat, wie erwähnt, eine zusätzliche Selektion von etwa  $1:2,5$ , so daß sich eine Gesamt-400-kHz-Selektion für den ganzen Empfänger von  $1:250$  ergibt. Bei Kreisen mit  $d = 1,5\%$  und  $\frac{k}{d} = 0,75$  ist sogar eine Selektion von  $1:500$  zu erreichen.

Die Gesamtbandbreite beträgt bei

$$\begin{aligned} d = 2\% & \dots\dots\dots \pm 85 \text{ kHz} \\ \text{und } d = 1,5\% & \dots\dots\dots \pm 65 \text{ kHz} \end{aligned}$$

Nehmen wir, wie oben erwähnt, als günstigsten Kompromiß eine Bandbreite von  $\pm 75$  kHz an, so erhalten wir bei  $\frac{k}{d} = 0,75$  und  $d = 1,75\%$  eine 400-kHz-Selektion von ca.  $1:300$  und eine 800-kHz-Selektion von ca.  $1:15\,000$  (einschließlich Ratiodetektor gerechnet).

Bei teuren Geräten mit drei Bandfiltern + Ratiodetektor ist es leichter, ausreichende Selektionswerte zu erhalten, so daß man die Bandbreite etwas größer wählen kann. Der richtige Kompromiß dürfte hier bei  $\pm 80$  bis  $\pm 90$  kHz liegen (vgl. auch Seite 31).

## IV. Die Begrenzerwirkung

### a) Amplitudenverzerrungen

Bei einem Empfänger mit wirksamer Unterdrückung der Amplitudenmodulation kann die Bandbreite wesentlich kleiner sein als der doppelte Frequenzhub, ohne daß nichtlineare Verzerrungen bei der Demodulation auftreten. Ist zum Beispiel die letzte Zf-Röhre vor dem Demodulator wie in Bild 13 als Begrenzer geschaltet, so wird, unabhängig von der Frequenz,

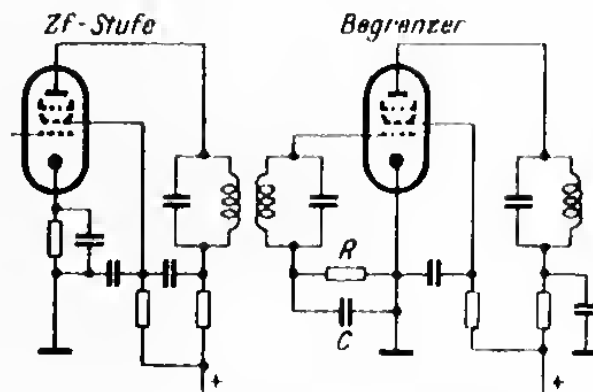


Bild 13. Schaltung eines Pentodenbegrenzers

immer eine annähernd gleiche Stromaussteuerung in der Verstärkerröhre auftreten, so lange die angelegte Gitterwechselspannung größer als die am Gitter wirksame negative Vorspannung ist. Denn sobald der Scheitelwert der Gitterwechselspannung größer wird als die Gittervorspannung, fließt ein Gitterstrom, der einen Spannungsabfall über den Gitterableitwiderstand erzeugt und dadurch die Aussteuerung des Anodenstromes der Röhre begrenzt. Eine ideal arbeitende Begrenzung gleicht also den Verstärkungsgang der vorhergehenden Zf-Filter völlig aus; Voraussetzung ist nur, daß der Begrenzereinsatz immer erreicht wird. Es ist dabei nicht nötig, daß die Amplitudebegrenzung durch einen Begrenzer nach Bild 13 erfolgt, jeder Demodulator mit Unterdrückung der Amplitudenmodulation hat eine ähnliche Wirkung.

Diese Überlegungen konnten auch durch Versuche bestätigt werden: Bild 14 zeigt die Kurvenform eines frequenzmodulierten Signals nach der Demodulation in einem Empfänger mit einer Bandbreite von  $\pm 50$  kHz bei einem Frequenzhub von  $\pm 75$  kHz Hub (Modulationsfrequenz 1000 Hz)

für zwei verschiedene Eingangsspannungen. Bei Bild 14a betrug die Eingangsspannung  $50 \mu\text{V}$ . Die Amplitudenbegrenzung des Empfängers war bei diesen kleinen Eingangsspannungen noch nicht wirksam. Die AM-Unterdrückung des Verhältnisgleichrichters war durch Ablöten des Ladekondensators ausgeschaltet. Man erkennt deutlich die sehr starken Verzerrungen der sinusförmigen Modulation. Bei Bild 14b war nur die Eingangsspannung auf  $500 \mu\text{V}$  vergrößert worden, ohne daß sonst etwas geändert wurde. Der Begrenzer war bei diesen hohen Eingangsspannungen voll wirksam. In der Ausgangsspannung sind daher trotz gleicher Bandbreite des Zf-Verstärkers nur noch sehr geringe Verzerrungen der Modulation erkennbar. Wird nun noch die AM-Unterdrückung des Verhältnisgleichrichters durch Anschalten seines Ladekondensators wirksam gemacht, so verschwinden praktisch die Verzerrungen der Modulation (Bild 14c).

Wie somit aus Bild 14b und c hervorgeht, gleicht der Begrenzer weitgehend alle Fehler der vorhergehenden Zwischenfrequenzfilter aus. Das gilt auch für die bei Röhrenwechsel auftretende Verstimmung der Bandfilter, jedenfalls solange die Eingangsspannung so groß bleibt, daß die am Begrenzer wirksame Zf-Spannung wesentlich größer als der Schwellwert ist, bei dem noch Amplitudenbegrenzung auftritt. Wie wir Seite 14 behandelt haben, ist es möglich, durch Verkleinerung der Kreiskapazität oder der -Dämpfung die Stufenverstärkung heraufzusetzen. Solange für die höchste noch zu übertragende Seitenbandfrequenz ( $\pm 90 \text{ kHz}$  nach Seite 12) auch bei Röhrenwechsel mit maximal möglicher Verstimmung durch Streuung der Röhrenkapazität und Oszillatorwanderung noch die Verstärkung durch Verkleinerung der Kreiskapazität oder der Dämpfung größer wird, ist es sinnvoll, diese Maßnahmen durchzuführen. Erst wenn bei der höchsten Seitenbandfrequenz schon ein Rückgang der Verstärkung eintritt, ist zu überlegen, ob der Verstärkungsgewinn für die Resonanzfrequenz wesentlicher ist als ein Verstärkungsrückgang für die höchstmögliche Seitenbandfrequenz.

Wie schon erwähnt, wird man bei billigeren Empfängern mit relativ wenig Röhren im allgemeinen in erster Linie Wert auf eine möglichst große Gesamtverstärkung und -Selektion legen und dafür die Möglichkeit nichtlinearer Verzerrungen bei kleinen Eingangsspannungen in Kauf nehmen, denn für den Hörer wird es bei ungünstigen Empfangsbedingungen in erster Linie darauf ankommen, den gewünschten Sender überhaupt zu hören, zumal bei größerer Eingangsspannung infolge des dann einsetzenden Begrenzereffektes auch die nichtlinearen Verzerrungen verschwinden. Bei den Empfängern der teureren Preisklassen sollte die Verstärkung jedoch so groß sein, daß alle in Frage kommenden Sender mit ausreichender Lautstärke empfangen werden können. In diesen Fällen wird man daher die Bandbreite größer wählen, um sicher zu sein, daß die

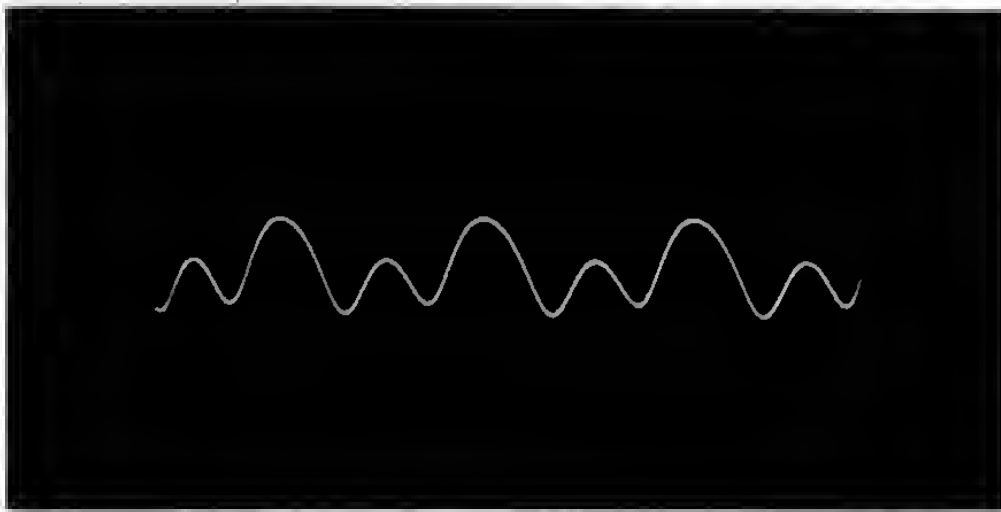
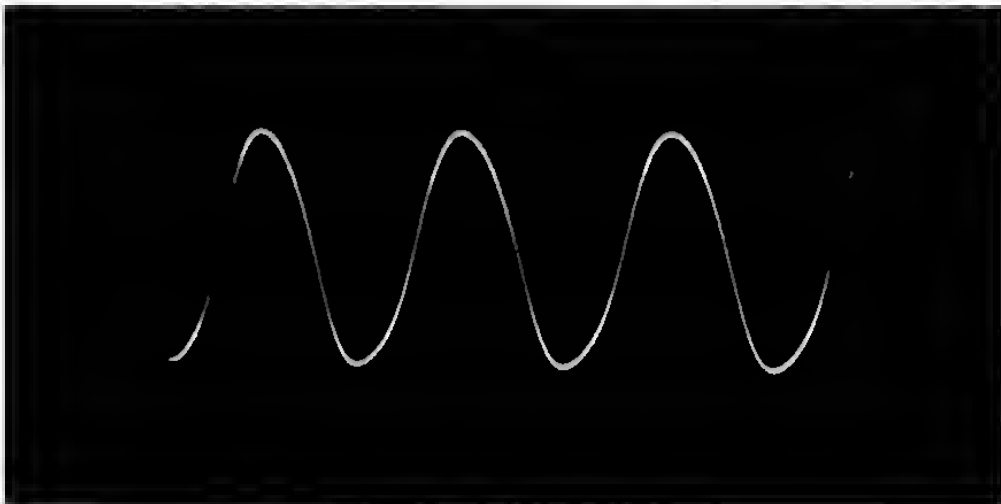
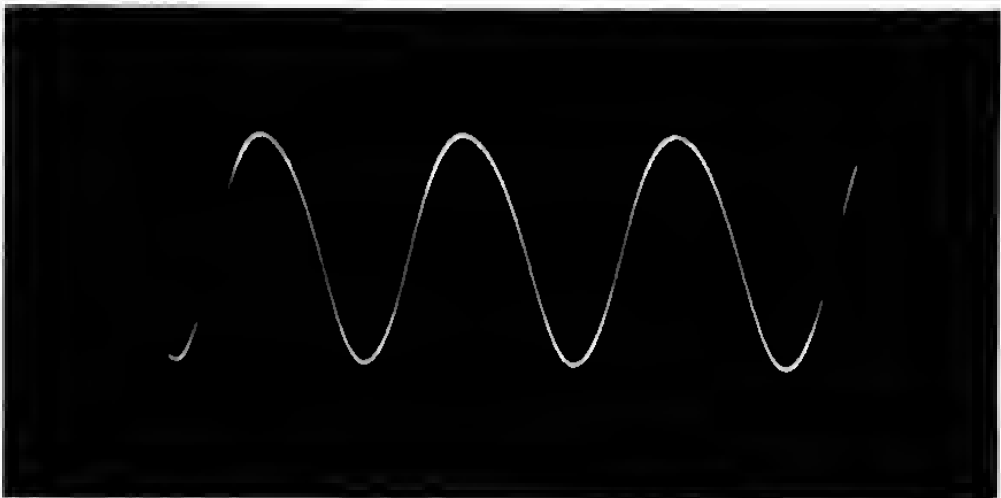


Bild 14. NF-Kurve nach der Demodulation eines sinusförmig frequenzmodulierten Signals, dessen Frequenzhub größer ist als die halbe Bandbreite des Empfängers ( $\Delta F = \pm 75 \text{ kHz}$ ,  $h = \pm 50 \text{ kHz}$ )  
a) ohne jede Unterdrückung der AM. Antenneneingangsspannung  $50 \text{ }\mu\text{V}$



b) mit Pentodenbegrenzung (Antenneneingangsspannung  $500 \text{ }\mu\text{V}$ , Begrenzeinsatz bei  $100 \text{ }\mu\text{V}$ )



c) mit Pentodenbegrenzung und voll wirksamer AM-Unterdrückung des Radiodetektors (Antenneneingangsspannung  $500 \text{ }\mu\text{V}$ )



Ton-Qualität auch bei Oszillatorwanderung und Röhrenwechsel stets einwandfrei ist. Nach Seite 26 hat eine größere Bandbreite zwar eine geringere Selektion der einzelnen Zf-Stufen zur Folge; bei teuren Geräten wird aber die Stufenzahl des Zf-Verstärkers auch entsprechend größer sein, so daß die Zf-Selektion des ganzen Empfängers trotz etwas größerer Bandbreite immer noch wesentlich böber als bei den billigeren Empfängern sein wird.

## b) Phasenverzerrungen

Bei den bisherigen Überlegungen sind nur die Amplitudenverzerrungen des frequenzmodulierten Signals im Zf-Verstärker behandelt worden. Dabei haben wir nachgewiesen, daß sie durch den nachfolgenden Amplitudenbegrenzer weitgehend unterdrückt werden können. Etwa vorhandene Phasenverzerrungen werden jedoch durch den Amplitudenbegrenzer nicht beeinflußt. Falls aber im Zf-Verstärker Phasenverzerrungen entstehen, d. h. wenn kein linearer Zusammenhang zwischen der im Verstärker auftretenden Phasenverschiebung  $\varphi$  zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung und der Kreisfrequenz  $\omega$  besteht, wird die Frequenzmodulation nichtlinear verzerrt. Wenn die Phasenverschiebung  $\varphi$  nicht proportional zu  $\omega$  ist, bleibt auch die Gruppenlaufzeit  $\tau = \frac{d\varphi}{d\omega}$  nicht konstant. Die Änderung der Gruppenlaufzeit ist daher ein Maß für die Größe der Phasenverzerrungen und wird als Laufzeitfehler bezeichnet<sup>1)</sup>. Auf Grund dieser Arbeiten ergibt sich der hauptsächlich interessierende quadratische Klirrfaktor zu:

$$k_2 = \frac{1}{2} \omega_m \cdot \Delta\tau \quad [3]$$

Dabei ist  $\omega_m$  die Modulationskreisfrequenz und  $\Delta\tau$  die Differenz der sich für die übertragenen Frequenzen ergebenden Gruppenlaufzeiten des Zf-Verstärkers.

### Beispiel 6:

Es werde eine sinusförmig frequenzmodulierte Schwingung mit der Modulationsfrequenz 10 kHz ( $\omega_m = 2\pi \cdot 10^4$  Hz) und dem Frequenzhub  $\Delta F = \pm 75$  kHz übertragen. Der Laufzeitunterschied für die Seitenbandfrequenzen  $F_0 \pm \Delta F = 10,7$  MHz  $\pm 75$  kHz gegenüber der Trägerfrequenz  $F_0$  betrage 1  $\mu$ sec. Dann ist der quadratische Klirrfaktor

$$k_2 = \frac{1}{2} \cdot 2\pi \cdot f_m \cdot \Delta\tau = \frac{1}{2} \cdot 2\pi \cdot 10^4 \cdot 10^{-6} \approx 3\%.$$

<sup>1)</sup> Auf die Theorie soll hier nicht näher eingegangen, statt dessen auf die entsprechende Literatur verwiesen werden [3], [4].

Dabei ist vorausgesetzt, daß die Durchlaßkurve des Verstärkers symmetrisch zur Trägerfrequenz verläuft.

Solange der Klirrfaktor noch unter 3% bleibt, ist er kaum hörbar. Daraus folgt, daß Laufzeitfehler bis zu einer Mikrosekunde im allgemeinen bei Frequenzmodulation noch ungefährlich sind. Es bleibt nun nur noch zu untersuchen, ob solche großen Laufzeitfehler auftreten können:

Die Gruppenlaufzeit eines zweikreisigen Bandfilters berechnet sich in der Nähe der Resonanzfrequenz zu

$$\tau = \frac{2}{d\omega_0} \cdot \frac{d\varphi}{d\Omega} \quad [5]$$

$$\text{Dabei ist } \frac{d\varphi}{d\Omega} = \frac{1}{1 + \left(\Omega + \frac{k}{d}\right)^2} + \frac{1}{1 + \left(\Omega - \frac{k}{d}\right)^2}$$

( $d$  = Dämpfung,  $\omega_0$  = Resonanzkreisfrequenz,  $k$  = Kopplungsfaktor,  $\Omega$  = normierte Verstimmung  $\frac{\omega}{d} = \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \frac{1}{d}$ )

Die Größe  $\frac{d\varphi}{d\Omega}$  ist als Funktion von  $\Omega$  für verschiedene Werte  $\frac{k}{d}$  in Bild 15a und b aufgetragen.

Die Kurve für kritische Kopplung  $\left(\frac{k}{d}=1\right)$  zeigt bereits Höcker; an den Höckerstellen ist  $\frac{d\varphi}{d\Omega} = 1,2$ , bei der Symmetriefrequenz  $\Omega = 0$  (Mitte der Bandfilterkurve) jedoch 1,0. Die Gruppenlaufzeit ist an den Höckerstellen demnach 20% größer als an der Mitte der Kurve. Bei  $\omega_0 = 2\pi \cdot 10,7 \text{ MHz}$  und  $d = 2\%$  ist für die Symmetriefrequenz  $\tau = \frac{2}{2 \cdot 10^{-2} \cdot 2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6} \cdot 1 = 1,5 \text{ } \mu\text{sec}$ . Es ist demnach bei kritischer Kopplung der Laufzeitfehler  $0,2 \cdot 1,5 \cdot 10^{-6} \text{ sec.} = 0,3 \text{ Mikrosekunden}$ .

#### Beispiel 7:

Großes Gerät mit drei kritisch gekoppelten Zf-Bandfiltern, Kreisdämpfung 2%. Es addieren sich die Laufzeitfehler zu  $0,9 \text{ } \mu\text{sec.}$ , dazu kommt noch der Laufzeitfehler im Ratio-Detektor, der ebenfalls einige Zehntelmikrosekunden betragen kann, so daß die Laufzeitverzerrungen bereits den noch als zulässig angesehenen Grenzwert von 1 Mikrosekunde überschreiten.

Bei überkritischer Kopplung werden die Laufzeitfehler an den Grenzen des Übertragungsbereiches noch größer, während sie für schwach unter-

## Phasenverzerrungen

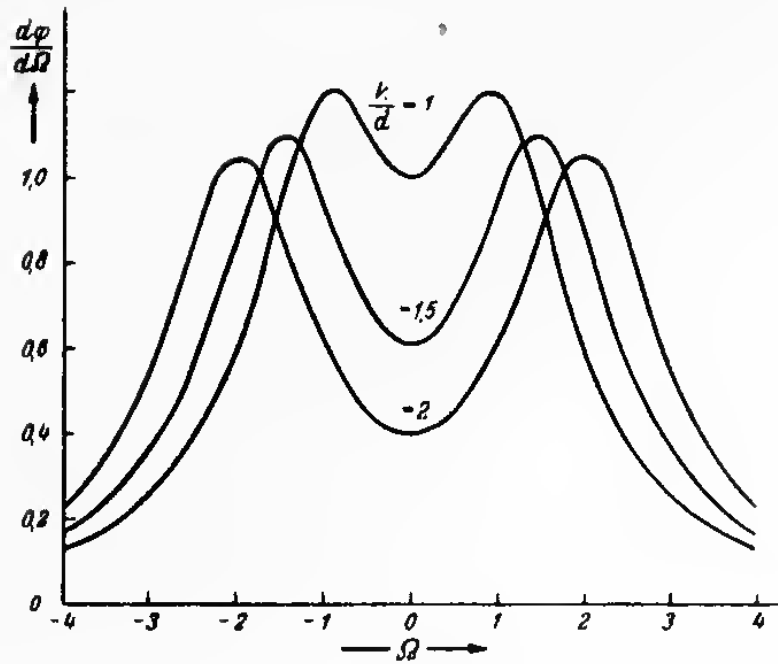


Bild 15a.

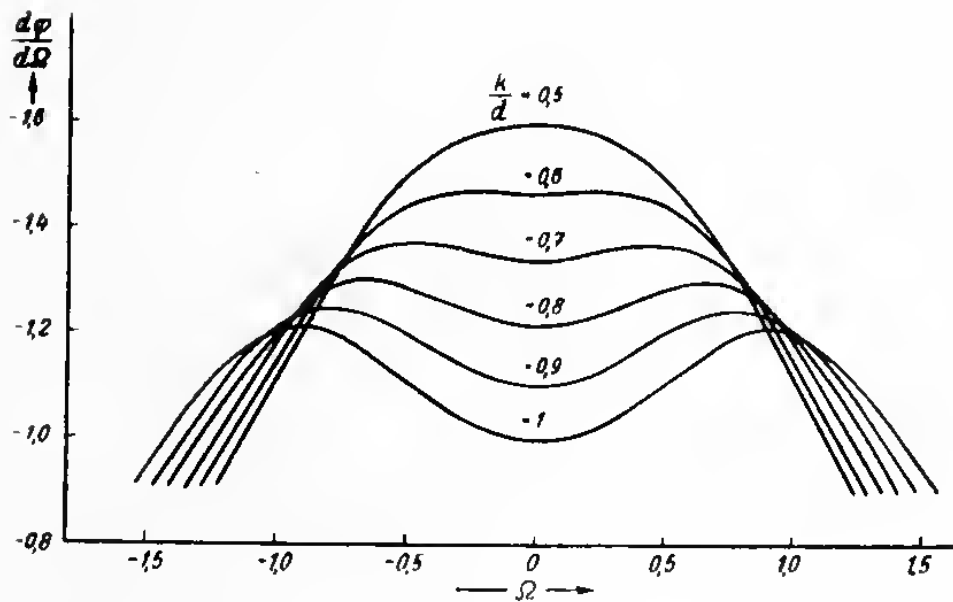


Bild 15b.

Bild 15a und b. Diagramme zur Bestimmung der Gruppenlaufzeit  $\tau = d\varphi/d\Omega$  aufgetragen über  $\Omega$  mit  $k/d$  als Parameter

kritische Kopplung z. B. für  $\frac{k}{d} = 0,7$  innerhalb des Übertragungsbereiches besonders klein bleiben (Bild 15b). Wie oben auseinandergesetzt wurde, arbeitet man aber auch ohnehin schon gern außerhalb der kritischen Kopplung ( $\frac{k}{d} = 0,7$  bis  $0,8$ ), um die Bandfilterkreise leicht abstimmen zu können und weil sich dann gute Verstärkungswerte und höhere Selektion erreichen lassen. Wegen der annähernd konstanten Gruppenlaufzeit bei schwach unterkritisch gekoppelten Bandfiltern sind bei diesen nichtlineare Verzerrungen der Modulation als Folge von Laufzeitfehlern nicht zu erwarten. Es sei noch erwähnt, daß auch bei geeigneter Kombination von überkritisch und unterkritisch gekoppelten Bandfiltern sich ebenfalls erreichen läßt, daß die Gruppenlaufzeit im Übertragungsbereich annähernd konstant bleibt. Die Stufen- und damit die Gesamtverstärkung ist dann aber nicht optimal.

## V. Rückkopplungen in einer Zf-Stufe

### a) Leitungsverkopplung

Die auf Seite 20 und 23 errechneten Verstärkungswerte lassen sich häufig nicht ohne Schwierigkeiten erreichen, wenn Ausgang und Eingang miteinander gekoppelt sind. Derartige Rückkopplungen können einmal durch ungünstigen Schaltungsanbau oder durch Verkopplungen innerhalb der Röhre verursacht sein. Je nach dem, ob durch die Rückkopplung die Verstärkung vergrößert oder verkleinert wird, sprechen wir von Mit- oder Gegenkopplung. Wird die Mitkopplung zu groß, so tritt Selbsterregung ein. Aber auch bei großer Gegenkopplung besteht insofern Selbsterregungsgefahr, als für eine weit von der Resonanzfrequenz abliegende Frequenz die Phasendrehungen in den Zf-Kreisen schon so groß sind, daß aus der Gegenkopplung bei Resonanz eine Mitkopplung wird. Wenn dann für diese Frequenzen die Stufenverstärkung und der Rückkopplungsfaktor  $K$  noch so groß sind, daß das Produkt  $K \cdot V$  sich dem Wert 1 nähert, besteht Selbsterregungsgefahr. Ist die Rückkopplungsspannung nicht genau gleich- oder gegenphasig zur Eingangsspannung, so sprechen wir von einer phasenunreinen Rückkopplung. Der Phasenfehler bewirkt eine Verstimmung der Bandfilterkreise, die sich in einer Unsymmetrie der Bandfilterkurve bemerkbar macht.

Wenn wir von Verkopplungen absehen, die von unzuweckmüßigen Schaltungsanbau mit ungenügender Abschirmung von Eingang und Ausgang einer Stufe herrühren, so kommt als Ursache für Rückkopplungen eine Verkopplung durch die Röhre selbst in Frage. Wesentlich sind dabei

erstens Verkopplungen durch die Zuleitungen zu den Elektroden in der Röhre und zweitens die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre. Man sollte insbesondere darauf achten, daß die Zuleitung zum Schirmgitter möglichst kurz gehalten wird und die Induktivität des Schirmgitter-Kondensators so klein ist, daß er bei der Zf von 10,7 MHz noch einen hinreichend kleinen Scheinwiderstand besitzt. Auch durch die Induktivität der Katodenzuführung kann eine Verkopplung zwischen Eingang und Ausgang einer Stufe auftreten. Sie spielt zwar beim Zf-Verstärker eine geringere Rolle als beim UKW-Hochfrequenzverstärker, weil die Frequenz niedriger ist und daher der Scheinwiderstand des Koppelgliedes  $\omega L_k$  nicht so groß ist. Trotzdem sollte man bei den modernen steilen Verstärkerröhren EF 80 und EF 85 auch auf der Zwischenfrequenz den Vorteil der doppelten Katodenzuführung ausnutzen und den Gitterkreis über die eine und den Anodenkreis über die andere Zuleitung nach der Katode anschließen. Als Koppelglied wirkt dann nur noch die Induktivität des Katodenröhrchens selbst und nicht die um ein Vielfaches größere Induktivität der Zuleitungen. Wie wir oben schon behandelt haben, stellen die Röhrenkapazitäten einen nicht unerheblichen

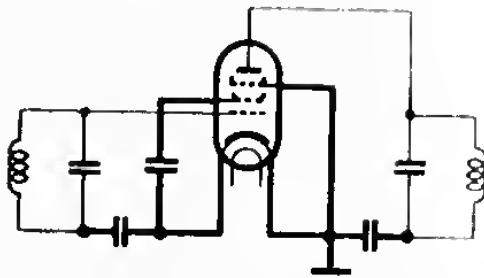


Bild 16. Entkopplung von Eingang und Ausgang bei Röhren mit doppelter Katodenherausführung (EF 80 und EF 85)

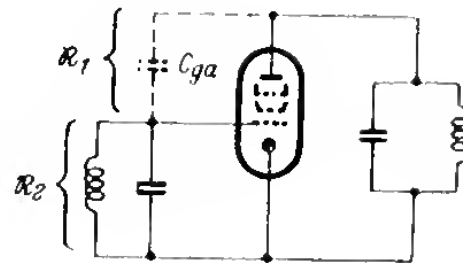


Bild 17. Rückkopplung über die Gitter-Anodenkapazität  $C_{ga}$

Teil der gesamten Schwingkreiskapazität dar, wobei die Eingangskapazität der Röhre sich aus der Gitter/Katoden- + Gitter/Schirmgitter-Kapazität zusammensetzt und die Ausgangskapazität aus der Anoden/Fanggitter- und Anoden/Katoden-Kapazität besteht. (Dabei ist als „Katode“ nicht nur das Katodenröhrchen selbst, sondern es sind auch die mit diesem verbundenen Abschirmbleche zu verstehen). Es ist also zweckmäßig, das Fanggitter an die eine und den Schirmgitter-Kondensator an die andere Katodenausführung anzuschließen (Bild 16).

## b) Rückkopplung über die Gitter-Anodenkapazität

Wesentlicher als die Leitungsverkopplung ist beim Zf-Verstärker jedoch die Rückwirkung der Anodenwechselspannung über die Gitter-Anoden-Kapazität auf den Eingangskreis (Bild 17).

Die Größe der Rückkopplung können wir leicht ausrechnen: Für die Resonanzfrequenz teilt sich die rückkoppelnde Anodenwechselspannung im Verhältnis der Scheinwiderstände  $R_1$  und  $R_2$  auf.

Es ist die Rückkopplungsspannung

$$U_k = \frac{U_{a\sim} \cdot R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_{ga}}}$$

Dann ist das Rückkopplungsverhältnis

$$K = \frac{U_k}{U_{a\sim}} = \frac{R_g}{R_g + \frac{1}{j\omega C_{ga}}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_g \cdot j\omega C_{ga}}}$$

Beispiel 8:

Die Verstärkerstufe sei mit der älteren Röhre EF 14 aufgebaut. Bei dieser Röhre ist  $C_{ga} = 10 \cdot 10^{-3}$  pF und  $S = 7$  mA/V.

Es sei entsprechend der Rechnung auf Seite 23 und 24  $R_g = \text{ca. } 15 \text{ k}\Omega$  und  $R_a = 15 \text{ k}\Omega$ , somit ist  $V = 100$ , dann ist

$$\frac{1}{j\omega C_{ga}} = -j \frac{1}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 10 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-12}} = -j \cdot 1,5 \cdot 10^6 \text{ Ohm.}$$

Es ist

$$K = \frac{1}{1 + \frac{1}{R_g} \cdot (-j \cdot 1,5 \cdot 10^6)} \sim j \cdot \frac{1}{100}$$

Wäre die Rückkopplung eine phasenreine Mitkopplung, so würde Selbsterregung eintreten. Da  $V = 100$  war, wäre  $K \cdot V = 1$ . Wie weiter unten noch behandelt wird, ist für die Resonanzfrequenz die Rückkopplung zwar nicht phasenrein, da aber bei Frequenzen, die tiefer als die Resonanzfrequenz liegen, Mitkopplung eintritt und die Größe der Gitter-Anoden-Kapazität wie die der Steilheit noch größeren Werten zu streuen kann, wird man in der Serie damit rechnen müssen, daß einzelne Stufen zur Selbsterregung kommen.

**Beispiel 9:**

Statt der EF 14 sei die Stufe mit der modernen Röhre EF 80 aufgebaut:

$$C_{ga} = 5 \cdot 10^{-8} \text{ pF}$$

$$S = 7,2 \text{ mA/V} \quad R_g \text{ und } R_a \text{ sei wieder } 15 \text{ k}\Omega$$

$$V = 105.$$

Da  $\frac{1}{\omega C_{ga}} = 3 \cdot 10^6 \text{ Ohm}$  und für die Resonanzfrequenz  $K \sim j \cdot \frac{1}{200}$  ist, wird daher noch keine Selbsterregung auftreten; trotzdem dürfte es zweckmäßig sein, die Stufe zu neutralisieren, um Unsymmetrie der Bandfilterkurven zu vermeiden.

**e) Unsymmetrie der Bandfilterkurve bei Rückkopplung über  $C_{ga}$**

Bei hinreichend großer Rückkopplung erregt sich bekanntlich die Frequenz, bei der Rückkopplungs- und Gitterwechselspannung genau gleichphasig zueinander sind.

Bei Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität erregt sich also nicht genau die Resonanzfrequenz der Kreise, sondern eine Frequenz, die in der Nähe der induktiven 45-Grad-Verstimmung liegt. Wenn Gitter- und Anodenkreis auf die gleiche Frequenz abgestimmt sind und gleiche Dämpfung besitzen, erregt sich genau die der 45-Grad-Verstimmung entsprechende Frequenz, wenn wir vom Anodendurchgriff und Laufzeiteffekten absehen, denn dann (vgl. Bild 17) ist die Anodenwechselspannung  $+45^\circ$  phasenverschoben gegenüber der Steuerspannung (+Zeichen, weil der Anodenwiderstand für tiefere Frequenzen eine induktive Komponente besitzt!). Der durch  $C_{ga}$  fließende Wechselstrom  $I_{Cga}$  ist  $-90^\circ$  Grad zur Anodenwechselspannung phasenverschoben, wenn wir annehmen, daß der Scheinwiderstand  $\frac{1}{\omega C_{ga}} \gg R_g$  ist. Dieser Strom  $I_{Cga}$  erzeugt an dem Gitterkreis eine Spannung, deren Phasenverschiebung gegenüber dem Strom  $I_{Cga} + 45^\circ$  Grad beträgt. Die resultierende Phasenverschiebung ist dann Null, so daß die Rückkopplungsspannung gleichphasig zur Gitterwechselspannung ist.

Der Widerstand des Anoden- wie des Gitterkreises ist um den Faktor  $1 : \sqrt{2}$  kleiner als bei der Resonanzfrequenz (dabei ist wieder angenommen, daß beide Kreise gleiche Dämpfung haben)<sup>1)</sup>. Ohne Rückkopplung wäre also die Verstärkung für die 45-Grad-Verstimmungsfrequenz halb so groß wie bei der Resonanzfrequenz. Für die obere 45-Grad-Verstimmung (höhere Frequenz als Resonanzfrequenz) sind beide Kreise um je  $45^\circ$  Grad gegenüber der Resonanzfrequenz und je  $90^\circ$  Grad gegenüber der

<sup>1)</sup> Das gilt genau nur dann, wenn, wie in Bild 17, auf Anoden- und Gitterseite Einzelkreise liegen. Bei zweikreisigen Bandfiltern sind noch die Rückwirkungen des jeweiligen Sekundärkreises auf Gitter- bzw. Anodenkreis zu berücksichtigen. Grundsätzlich ändert sich dabei aber nicht viel an unseren Überlegungen.

unteren 45-Grad-Verstimmungsfrequenz verstimmt. Die Rückkopplungsspannung hat sich aber bei der oberen 45-Grad-Verstimmung um  $2 \times 90 = 180$  Grad gegenüber der unteren 45-Grad-Verstimmung gedreht, so daß aus einer Mitkopplung für die untere eine Gegenkopplung für die obere Verstimmungsfrequenz wird. Für Frequenzen, die höher als die Resonanzfrequenz sind, wird daher die Verstärkung infolge Rückkopplung über  $C_{ga}$  kleiner als ohne Rückkopplung und für tiefere Frequenzen größer. Darans folgt, daß die Selektionskurven einer über  $C_{ga}$  rückgekoppelten Zf-Stufe unsymmetrisch werden (vgl. Bild 18).

Dieses Resultat ergibt sich auch aus nachfolgender genauerer Rechnung:

$$\begin{aligned} u_a &= \mathfrak{A}_a \cdot \mathfrak{R}_a \\ \mathfrak{A}_a &= S \cdot u_g \\ u_a &= S \cdot \mathfrak{R}_a \cdot u_g & \text{wenn } \left| \frac{1}{\omega C_{ga}} \right| \gg \left| \mathfrak{R}_g \right| \\ \mathfrak{A}_{cga} &= \frac{u_a}{j \omega C_{ga}} & \text{(Diese Forderung dürfte in allen praktisch} \\ & & \text{vorkommenden Fällen erfüllt sein.)} \\ u_k &= \mathfrak{A}_{cga} \cdot \mathfrak{R}_g \end{aligned}$$

Bei gleichen Kreisdaten ist

$$\mathfrak{R}_g = \mathfrak{R}_a = \frac{1}{2} R_0 (1 \pm j)$$

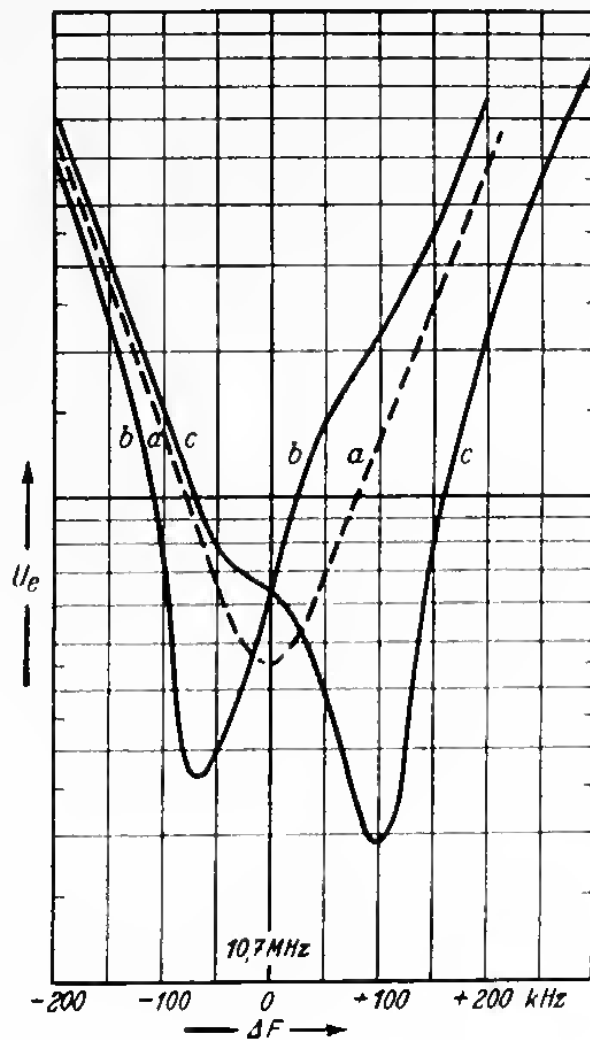
Dabei ist  $R_0$  der Parallelwiderstand des Gitter- oder Anodenkreises im Resonanzfall. Das obere Vorzeichen gilt für die untere, das untere Vorzeichen für die obere 45-Grad-Verstimmung, denn der Scheinwiderstand eines Parallelkreises hat für Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz eine induktive und für Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz eine kapazitive Komponente

$$\begin{aligned} u_a &= -S \cdot \frac{1}{2} \cdot R_0 (1 \pm j) \cdot u_g \\ \mathfrak{A}_{cga} &= \frac{-S \cdot \frac{1}{2} \cdot R_0 \cdot u_g (1 \pm j)}{j \omega C_{ga}} = \frac{1}{2} S R_0 u_g \omega C_{ga} (\pm 1 - j) \\ u_k &= \frac{1}{2} S R_0 u_g \omega C_{ga} (\pm 1 - j) \cdot \frac{1}{2} R_0 (1 \pm j) \\ u_k &= \pm \frac{1}{2} \omega C_{ga} \cdot R_0^2 \cdot S \cdot u_g \end{aligned} \quad (8)$$

Es ist also, wie oben behauptet wurde, die Rückkopplungsspannung  $u_k$  für die untere 45-Grad-Verstimmungsfrequenz konphas und für die obere 45-Grad-Verstimmung gegenphasig zur Gitterwechselspannung.



Bild 18. Gemessene Selektionskurven einer  
zweikreisigen Zf-Stufe  
a) ohne Rückkopplung  
b) bei Rückkopplung über  $C_{ga}$   
c) bei Überneutralisation



Die Verstärkung  $V$  ist bekanntlich

$$V = V_0 \frac{1}{1 - \frac{U_k}{U_g}} \quad \text{bei reiner Mitkopplung} \quad (9)$$

$$\text{und } V = V_0 \frac{1}{1 + \frac{U_k}{U_g}} \quad \text{bei reiner Gegenkopplung} \quad (10)$$

( $V_0$  = Verstärkung ohne Rückkopplung)

Wenn  $\frac{U_k}{U_g} = \frac{1}{2} \omega C_{ga} \cdot R_0^2 \cdot S = 1$  wird, verschwindet der Nenner in der Gleichung (9), die Verstärkung wird unendlich groß, das bedeutet Selbsterregung.

Lösen wird in vorstehender Gleichung nach  $C_{ga}$  auf, so erhalten wir

$$C_{ga} = \frac{2}{\omega \cdot R_0^2 \cdot S} = \frac{2}{\omega \cdot R_0} \cdot \frac{1}{V_0} \quad (11)$$

(dabei ist  $V_0 = R_0 \cdot S$  wieder die Verstärkung für  $C_{ga} = 0$ ).

Die Gleichung (11) wird auch als Beatty'sche Formel bezeichnet [6]. Aus ihr kann bei vorgegebenem  $\omega$ ,  $R_0$  und  $S$  das maximal mögliche  $C_{ga}$  bzw. bei bekanntem  $C_{ga}$  die maximal erreichbare Verstärkung  $V_0$  errechnet werden. In der Praxis wird man allerdings nicht unmittelbar an der Selbsterregungsgrenze arbeiten, sondern die Verstärkung  $V_0$  aus Sicherheitsgründen und um allzu große Unsymmetrie der Bandfilterkurven zu vermeiden wesentlich niedriger halten. Wählt man  $C_{ga}$  bzw.  $V_0$  um den Faktor 5 kleiner als nach der Beatty'schen Formel, d. h.  $\frac{U_k}{U_g} = 0,2$ , so ergibt sich nach (9) und (10) bereits eine Unsymmetrie d. h. ein Verstärkungsunterschied für die beiden 45-Grad-Verstimmungsfrequenzen von  $\frac{1}{1-0,2}$  zu  $\frac{1}{1+0,2} = 1:1,5$ .

#### Beispiel 10:

Zf-Stufe mit der Röhre EF 85. Zugelassen sei eine Unsymmetrie von 1:1,5, d. h.  $\frac{U_k}{U_g} = 0,2$ .

Gefragt wird nach dem größtmöglichen  $R_0$  und der maximal erreichbaren Stufenverstärkung  $V_0$ .

Für die EF 85 ist  $C_{ga} \leq 5 \cdot 10^{-3}$   
und  $S = 5,7 \text{ mA/V}$

$$\frac{U_k}{U_g} = \frac{1}{2} \omega C_{ga} \cdot R_0^2 \cdot S = 0,2$$

$$R_0 = \sqrt{\frac{0,4}{\omega C_{ga} \cdot S}} = \sqrt{\frac{0,4}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 5,7 \cdot 10^{-3}}}$$

$$R_0 = 14,5 \text{ k}\Omega$$

$$V_0 = 82$$

Will man bei gleicher Stufenverstärkung eine geringere Unsymmetrie erhalten, so muß man die Röhre neutralisieren. Das kann z. B. ohne zusätzlichen Aufwand durch die auf Seite 44 beschriebene Schirmgitterneutralisation geschehen.

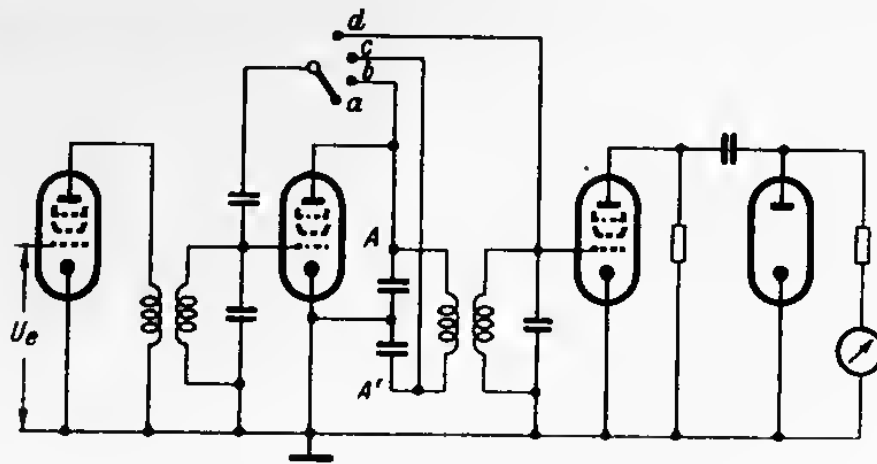


Bild 19. Versuchsschaltung zu Bild 18

**Beispiel 11:**

Zf-Stufe mit EF 14 (Dimensionierung wie in Beispiel 8)

$$C_{ga} = 10 \cdot 10^{-3}; R_{g0} = R_{a0} = 15 \text{ k}\Omega$$

$$S = 7 \text{ mA/V}$$

Für die beiden 45-Grad-Verstimmungen ist nach (8)

$$\frac{U_k}{U_g} = \pm \frac{1}{2} \frac{R_0^2 \cdot S}{\omega C_{ga}} = \pm \frac{1}{2} \frac{(15 \cdot 10^3)^2 \cdot 7 \cdot 10^{-3}}{2\pi \cdot 10,7 \cdot 10^6 \cdot 10^{-15}} = \pm 0,5$$

Für die untere 45-Grad-Verstimmung ist  $V = V_0 \frac{1}{1 - 0,5} = 2 V_0$

Für die obere 45-Grad-Verstimmung ist  $V = V_0 \frac{1}{1 + 0,5} = \frac{2}{3} V_0$

Die Verstärkungswerte verhalten sich also wie 1 : 3 zueinander.

Diese hier errechnete Unsymmetrie konnte auch durch Versuche bestätigt werden. Die Versuchsschaltung zeigt Bild 19 und die gemessenen Kurven Bild 18. Es entspricht Kurve a dem Fall ohne Rückkopplung. Im Fall b war die Gitter-Anoden-Kapazität der Röhre durch Anlöten von zwei kleinen Drähten an den Gitter- und Anodenanschluß der Röhrenfassung künstlich vergrößert. Im Fall e war die Stufe überneutralisiert. Im Versuch wurde das nachgebildet, indem der koppelnde Draht im Fall b an die Anode A, im Fall e an den Punkt A' angelötet wurde (Bild 19). Man erkennt, wie in beiden Fällen b und c die Kurven unsymmetrisch werden und beim Fall b (Rückkopplung über  $C_{ga}$ ) die Verstärkung für tiefere Frequenzen als die Resonanzfrequenz größer und für höhere Frequenzen

kleiner wird. Im Fall c (Überneutralisation) ist es gerade umgekehrt. Bei richtiger Neutralisation wird wieder die symmetrische Kurve a erreicht.

#### d) Stufenverstärkung und Rückkopplung bei einem angezapften Schwingkreis

Die Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität kann man herabsetzen, wenn man den Gitter- oder Anodenschwingkreis entsprechend Bild 8 oder Bild 20 anzapft. Es geht dann allerdings die Verstärkung

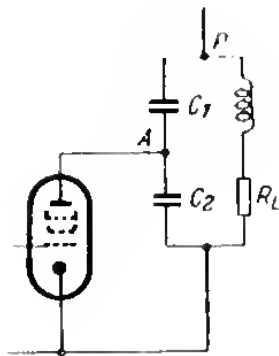


Bild 20. Angezapfter Anodenschwingkreis

herunter, jedoch verkleinert sich die Rückkopplung um einen größeren Betrag als die Stufenverstärkung, denn die Rückkopplung ist der Spannungsverstärkung unmittelbar proportional. Diese ist wiederum dem Anodenwiderstand proportional. Am oberen Ende der Schwingkreisspule Punkt P in Schaltung Bild 20 ist die Wechselspannung aber im Verhältnis des Anzapfverhältnisses  $u$  größer als am Anzapf und daher auch größer als an der Anode. Der Anodenwiderstand, damit die Anodenwechselspannung und die Rückkopplung, verringern sich mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses (= Anzapfverhältnis), während die Spannung an der Schwingkreisspule sich nur proportional zum Übersetzungsverhältnis verkleinert. Es ist dabei gleichgültig, ob die Spannungsteilung induktiv oder kapazitiv erfolgt.

Diese Feststellung läßt sich folgendermaßen beweisen:

In Schaltung nach Bild 20 erfolge die Spannungsteilung durch zwei gleiche Kondensatoren zu je 60 pF. Die Kreisdämpfung sei 1%; sie wird im wesentlichen durch den Verlustwiderstand  $R_L$  der Schwingkreisspule gebildet. Die resultierende Kreiskapazität ist  $C_{res} = \frac{1}{2} C_2 = 30 \text{ pF}$ .

Der Parallelwiderstand des Schwingkreises am Punkt P gemessen ist

$$R_P = \frac{1}{\omega \cdot C_{res}} \cdot \frac{1}{d} = \frac{2}{\omega \cdot C_2 \cdot d}$$

## Neutralisation der Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität

Wenn man die Schaltung von Punkt A aus betrachtet, kann man  $C_2$  als Schwingkreis Kapazität auffassen, der eine durch  $C_1$  verkürzte Induktivität

$j\omega_L = \frac{j}{\omega C_1}$  parallel liegt.

Es ist dann  $R_{PA} = \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{1}{d_A}$   $\left. \begin{array}{l} R_{PA} = \text{Parallelwiderstand} \\ d_A = \text{Dämpfung} \end{array} \right\} \text{ in Punkt A gemessen.}$

Es ist nunmehr aber  $d_A \neq d$ , denn  $d_A$  ist gleich  $\frac{R_L}{\omega_L - \frac{1}{\omega C_1}}$

Da  $\omega_L = \frac{1}{\omega C_{res}} = \frac{2}{\omega C_2}$ , ist  $d_A = 2d$ ,

denn wenn wir die Induktivität  $\omega_L$  als durch  $C_1$  verkürzt auffassen, so wird der induktive Blindwiderstand durch den in Serie liegenden Kondensator  $C_1$  verringert. Der Wirkwiderstand  $R_L$  dagegen bleibt unverändert.

Es ist somit  $R_{PA} = \frac{1}{\omega C_2} \cdot \frac{1}{2d}$ , also viermal so klein wie  $R_P$ . Da  $\ddot{u} = 2$

war, entspricht das unserer vorgenannten Behauptung  $R_A = \frac{1}{\ddot{u}^2} \cdot R_P$ .

Für die Stufenverstärkung ist jedoch nur die Spannung am Punkt P von Interesse, wobei es gleichgültig ist, ob das Gitter der folgenden Röhre direkt an  $R_P$  oder an den Sekundärkreis eines Bandfilters nach Bild 11 angekoppelt wird. Und diese hat sich nur auf die Hälfte verkleinert, wenn die Anode über einen Spannungsteiler 1:2 statt voll an den Anodenkreis angekoppelt wird.

Bei einer Spannungsteilung im Gitterkreis gilt alles für den Anodenkreis und die Anodenwechselspannung Gesagte nun entsprechend für den Gitterkreis und die Gitterwechselspannung. Bei einem Anzapfverhältnis  $\ddot{u}$  wird die Gitterwechselspannung  $\frac{1}{\ddot{u}} \cdot U_{g \max}$  und der Gitterwiderstand  $\frac{1}{\ddot{u}^2} \cdot R_{g \max}$ . Da die rückkoppelnde Anodenwechselspannung im Verhältnis  $R_g: \frac{1}{\omega C_{ga}}$  aufgeteilt wird, ändert sich die Rückkopplung proportional  $\frac{1}{\ddot{u}^2}$ .

### e) Neutralisation der Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität

Wenn auch durch Herabsetzen der Spannungsverstärkung zwischen Gitter und Anode der Röhre in einer Zf-Stufe immer die Möglichkeit besteht, die Rückkopplung in zulässigen Grenzen zu halten, so ist diese Lösung doch unbefriedigend, weil auch die Stufenverstärkung dadurch verkleinert wird.

Will man die Rückkopplung ohne Verstärkungsverlust verringern, so bleibt nur übrig, den Einfluß der Gitter-Anoden-Kapazität zu neutralisieren, indem eine gleichgroße Wechselspannung genau gegenphasig dem Gitter zugeführt wird. Das kann sowohl in der Schaltung nach **Bild 21a**, wie in der nach **Bild 22** erfolgen. Im ersten Fall spricht man von Anoden-, im zweiten Fall von Gitter-Neutralisation. Die zur Anoden-Neutralisation äquivalente Brückenschaltung zeigt **Bild 21b**. Die Stufe ist neutralisiert, wenn sich die Spannungsteilerkondensatoren  $C_1$  und  $C_2$  zueinander verhalten wie die Gitter-Anoden-Kapazität  $C_{ga}$  zur Neutralisationskapazität  $C_N$ . Da  $C_{ga}$  sehr kleine Werte besitzen kann, z. B.  $10 \cdot 10^{-3}$  pF bei der Röhre EF 14 und  $5 \cdot 10^{-3}$  bei der EF 80 und EF 85, andererseits  $C_N$  schwer kleiner als 2 pF gemacht werden kann, muß das Verhältnis  $C_1$  zu  $C_2$  etwa 1 : 200 bis 1 : 400 gewählt werden.

Als besonders zweckmäßig hat sich eine als Schirmgitterneutralisation bezeichnete Schaltung erwiesen, weil bei ihr eine Neutralisation ohne zusätzlichen Aufwand erreicht wird (**Bild 23**). Brückengleichgewicht und damit Neutralisation der Gitter-Anoden-Kapazität tritt ein, wenn sich  $C_{ga}$  zu  $C_{g2\ g1}$  wie  $C_{Ak}$  zu  $C_{g2\ k}$  verhält. Die Neutralisationsschaltung entspricht der Anodenneutralisation **Bild 21**, wobei die Röhrenkapazität zwischen Anode und Katode als erste Spannungsteilerkapazität und die Schirmgitter-Stennergitterkapazität als Neutralisationskapazität und der Schirmgitter-Kondensator  $C_{g2\ k}$  als zweite Spannungsteilerkapazität wirkt. Der Schirmgitter-Kondensator kann dann nicht mehr beliebig groß gewählt werden, sondern errechnet sich nach der Gleichung  $C_{g2\ k} = \frac{C_{Ak} \cdot C_{g2\ g1}}{C_{ga}}$

#### Beispiel 12:

Wir nehmen wieder den Fall der EF 14 mit  $C_{ga} = 10 \cdot 10^{-3}$ ,  $C_{g2\ g1}$  ca. 5 pF und  $C_{Ak} = 10$  pF an. (Da das Fanggitter in der Schaltung mit Katode verbunden wird, ist die Anoden/Fanggitter-Kapazität zur Anoden/Katoden-Kapazität zu addieren.)

$$\text{Es wird dann } C_{g2\ k} = \frac{10 \cdot 5}{10 \cdot 10^{-3}} \text{ ca. 5000 pF.}$$

Der Schirmgitter-Kondensator hat bei einer Größe von 5000 pF und einer Zf von 10,7 MHz den sehr kleinen Scheinwiderstand von 3 Ohm. Infolgedessen kann seine Selbstinduktion und die seiner Zuleitungen bereits eine Rolle spielen. Der Kapazitätswert des Schirmgitter-Kondensators wird durch diese Selbstinduktion scheinbar vergrößert, da sich von dessen Scheinwiderstand  $\frac{1}{j\omega C}$  der induktive Scheinwiderstand  $j\omega L$  abzieht. Da außerdem die Induktivitäten in der Fertigung streuen können, empfiehlt es sich, sie so klein wie möglich zu halten, also die Zuleitung möglichst

## Neutralisation der Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität

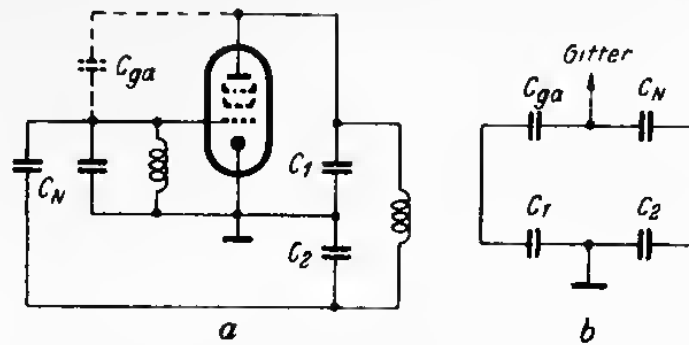


Bild 21. a) Anodenneutralisation, b) entsprechende Brückenschaltung

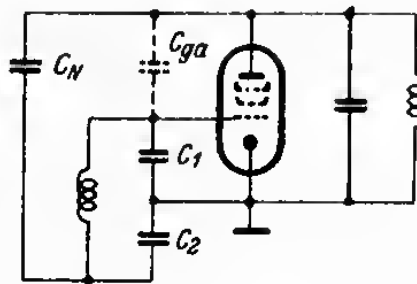


Bild 22. Gitterneutralisation

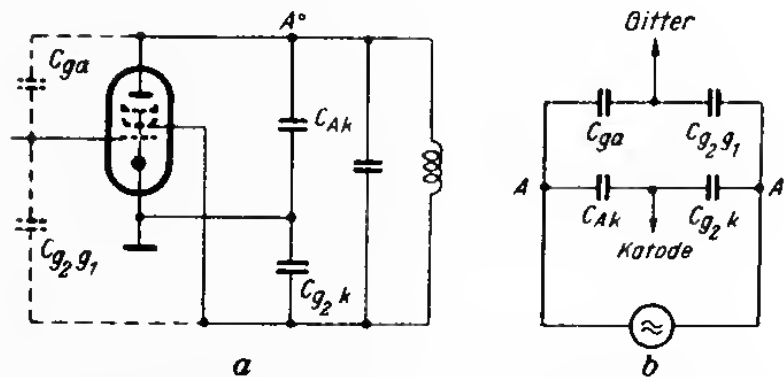


Bild 23. a) Schirmgitterneutralisation, b) Brückenschaltung zur Schirmgitterneutralisation

kurz auszuführen und für den Kondensator eine induktionsarme Ausführung zu wählen, denn eine Selbstinduktion von 45 cm (0,045  $\mu\text{H}$ ) hat bei 10,7 MHz schon einen Scheinwiderstand von 3 Ohm. Die Selbstinduktion muß daher wesentlich kleiner als 45 cm sein.

Wie bereits auf Seite 41 erwähnt wurde, kann eine Überneutralisation ebenfalls zur Selbsterregung führen. Wie die Kurve c in Bild 18 zeigt, kehren sich die Verhältnisse gegenüber der Rückkopplung über  $C_{ga}$  nur um. Die Selbsterregungsgefahr besteht dann bei Frequenzen oberhalb der Resonanzfrequenz und die Selektionskurven sind ebenfalls unsymmetrisch. Man kann daher die Symmetrie der Zf-Selektionskurve einer Stufe direkt als Maß für die Genauigkeit der Neutralisation ausnutzen. Sind die Verstärkungswerte für Verstimmung nach tieferen Frequenzen größer als nach höheren Frequenzen, so ist die Stufe unter-, sind sie nach der anderen Seite zu unsymmetrisch, so ist die Stufe überneutralisiert.

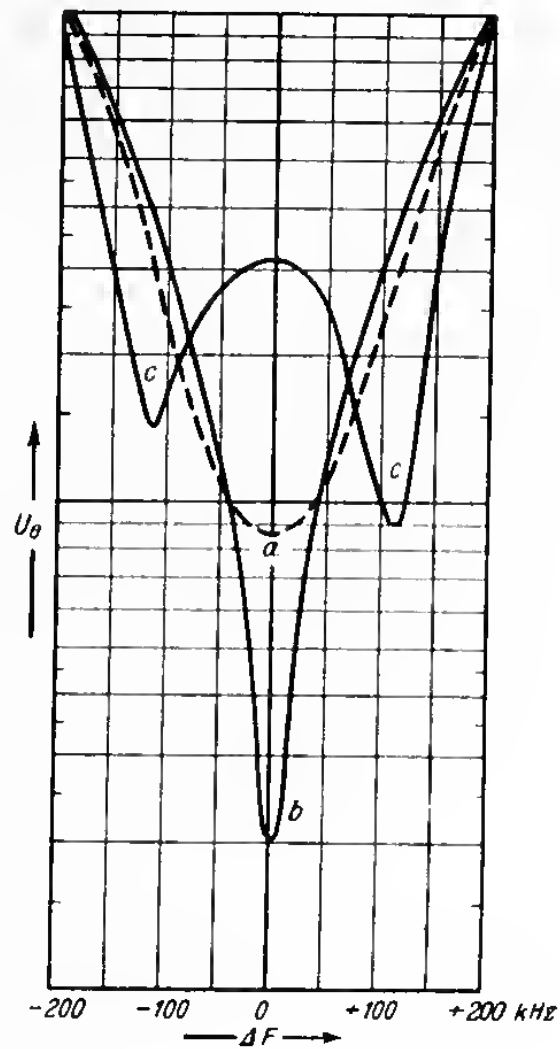
In einer Zf-Stufe sind auch phasenreine Rückkopplungen eines Bandfilters (bezogen auf die Resonanzfrequenz) möglich, wenn z. B. dessen Sekundärspannung über eine kleine Kapazität auf das Gitter der Verstärkerstufe rückkoppelt (Bild 19, Schalterstellung d). Das kann auch ungewollt bei schlechter Leitungsführung eintreten. Infolge dieser phasenreinen Rückkopplung bleiben die Zf-Selektionskurven symmetrisch. Je nach Polung der Bandfilterspulen entsteht für die Resonanzfrequenz Mit- oder Gegenkopplung, damit ändert sich zwar die Bandbreite der Selektionskurve, sie bleibt aber wie gesagt symmetrisch (Bild 24).

Eine sichere Kontrolle für das Fehlen jeder Rückkopplung ist, daß die Selektionskurven bei Änderung der Verstärkung, z. B. durch Herabsetzen der Steilheit der Verstärkerröhren, durch Verringerung der Schirmgitterspannung oder Erhöhung der negativen Gittervorspannung unverändert bleiben, also Symmetrie und Bandbreite sich nicht ändern. Dabei ist allerdings darauf zu achten, daß nicht ungewollt gleichzeitig mit der Verstärkungsregelung eine Kreisverstimmung infolge Änderung der Raumladekapazität der Röhre auftritt.

In manchen Fällen wird man bewußt eine Mitkopplung nach Bild 19d herbeiführen, um eine Verstärkungserhöhung und Selektionsverbesserung zu erzielen. Man darf aber das Maß dieser Mitkopplung nicht überziehen, weil dann die Gefahr der Selbsterregung zu groß wird. Wegen der Streuung der Kapazitäts- und Steilheitswerte bei Serienfertigung sind solche Mitkopplungen sehr gefährlich. Äußerstenfalls wird man durch Mitkopplung einen Verstärkungsgewinn von 1 : 2 pro Stufe erzielen können, doch sollte man aus Sicherheitsgründen besser nicht über 1 : 1,5 hinausgehen.



Bild 24. Gemessene Selektionskurven eines sekundär rückgekoppelten Bandfilters Schalterstellung d in Bild 19  
 a) ohne Rückkopplung  
 b) bei Mitkopplung  
 c) bei Gegenkopplung



## f) Rückkopplungen über mehrere Zf-Stufen

Neben der Rückkopplung innerhalb einer einzelnen Zf-Stufe sind Kopplungen über mehrere Zf-Stufen oder über den gesamten Zf-Verstärker möglich. Um die kapazitiven Kopplungen zwischen Eingang und Ausgang klein zu halten, wird man den Aufbau so wählen, daß der Ratiodektor mit den höchsten Zf-Spannungen räumlich möglichst weit vom Eingang entfernt ist. Meist sind aber Gehäuseströme und Verkopplungen über die Speiseleitungen gefährlicher. Um die Kopplungen durch Gehäuseströme klein zu halten, müssen insbesondere im Eingangs- und Ausgangskreis Erdschleifen, die Schwingkreisströme führen, vermieden werden. Der Verblockung der Speiseleitungen ist besondere Sorgfalt zu widmen. Die

Induktivität der Siebkondensatoren soll so klein sein, daß die sich ergebende Serienresonanzfrequenz aus der Kapazität und Induktivität des Kondensators noch über der Zf von 10,7 MHz liegt. Es sind also induktionsarme Kondensatoren zu verwenden. Die Induktivität dieser Kondensatoren beträgt je nach Ausführung 0,02 bis 0,05  $\mu\text{H}$ . Es hat keinen Zweck, Blockkondensatoren über 5000 pF vorzusehen, wenn deren Induktivität nicht kleiner als 0,05  $\mu\text{H}$  bleibt. Wichtig ist insbesondere bei Allstromgeräten, bei denen die Heizfäden in Serie geschaltet sind, eine ausreichende Verblockung der Heizleitungen, besonders dann, wenn im Ratiodetektor keine Kristalldioden, sondern Röhrengleichrichter verwendet werden. Dann liegt nämlich an einer Katode hohe Zf-Spannung und wegen der katoden-Heizfadenkapazität von 5 bis 10 pF können auch die Heizleitungen relativ hohe Zf-Spannungen führen. Es ist daher zweckmäßig, mindestens beim Ratiodetektor einen Heizpol so kurz wie möglich mit Chassis zu verbinden und den anderen Heizpol über einen induktivitätsarmen Blockkondensator an den gleichen Chassispunkt anzuschließen. Bei der Dimensionierung der Verblockung der Speiseleitungen ist ferner zu berücksichtigen, daß die Kapazität zwischen den Kappen und Zuleitungen der Widerstände etwa 0,5 pF beträgt, so daß der Wechselstromwiderstand eines Entkopplungswiderstandes bei 10,7 MHz nicht größer als 30 k $\Omega$  werden kann, gleichgültig, welchen Gleichstromwiderstand der Entkopplungswiderstand besitzt.

Zur Prüfung eines Empfängers auf etwa vorhandene Rückkopplungen sind zwei Methoden zweckmäßig. Die eine beruht darauf, daß die Bandbreite sowohl bei voller wie bei stark herabgesetzter Verstärkung gemessen wird. Dabei soll sie etwa um eine Zehnerpotenz, z. B. durch Ändern der Schirmgitterspannung einer Verstärkerröhre, geändert werden. Sind keine Rückkopplungen im Zf-Verstärker vorhanden, so bleibt die Selektionskurve unverändert. Ist die Bandbreite bei voller Verstärkung geringer als bei kleiner Verstärkung, so wirkt die Rückkopplung als Mitkopplung, im anderen Fall als Gegenkopplung. Nicht phasenreine Rückkopplungen bewirken eine Unsymmetrie der Filterkurven.

Wesentlich größere Bandbreitenänderungen als 20% sollte man möglichst vermeiden, weil sonst infolge der Steilheitsstreuungen der Röhren damit zu rechnen ist, daß bei einzelnen Geräten in der Serienfabrikation Selbsterregung auftritt. Bei der Herabsetzung der Verstärkung kann unter Umständen durch die sich dabei mitändernden Röhrenkapazitäten eine die Messung störende Verstimmung der Zf-Kreise auftreten. Das ist besonders bei sehr kleinen Kreiskapazitäten möglich. In diesen Fällen verwendet man besser folgendes Kontrollverfahren [7]:

Man koppelt über eine kleine Kapazität von 0,5 bis 1 pF einen Meßsender an die Anode der letzten Zf-Verstärkerröhre und beobachtet den

Ausschlag eines über einen anderen kleinen Kondensator (ca. 1 pF) an den gleichen Punkt angekoppelten Röhrenvoltmeters. Verändert man nun die Abstimmung des Eingangskreises oder schließt man das Gitter der Eingangsröhre über einen größeren Kondensator nach Kutode kurz, so ändert sich der Ausschlag des Röhrenvoltmeters, wenn eine Rückkopplung des Ausgangs auf den Eingang vorhanden ist. Bei Mitkopplung wird der Ausschlag bei Kurzschluß des Eingangskreises kleiner, bei Gegenkopplung größer. Die Änderung sollte wiederum nicht mehr als 20% betragen. Als Röhrenvoltmeter kann auch der Ratiodektor des Rundfunkgerätes selbst dienen, wenn man dessen Richtspannung als Anzeigegröße benutzt.

## VI. Ausführung des Zf-Verstärkers im Rundfunkgerät

### a) UKW-Bandfilter

Die Kreise in einem Bandfilter können entweder kapazitiv oder induktiv miteinander gekoppelt werden. Bei den bisher auf den Markt gekommenen Rundfunkgeräten sind beide Kopplungsarten angewandt worden. Es überwiegt aber weitaus die induktive Kopplung. Unbeabsichtigt tritt bei der induktiven Kopplung häufig noch eine zusätzliche kapazitive Kopplung auf, da sich die Kreisspulen und ihre Zuleitungen in einem Bandfilterabschirmtopf meist schwer so gut voneinander abschirmen lassen, daß die Koppelkapazität zu vernachlässigen ist. Man bemüht sich aber, die ungewollte kapazitive Zusatzkopplung hinreichend klein zu halten, da einmal die Filterkurven bei gemischter Kopplung unsymmetrisch werden können und andererseits bei gleichgroßer kapazitiver und induktiver Kopplung und entsprechender Polung der Kreis- oder Koppelspulen die Kopplungen sich in ihrer Wirkung aufheben können. Eine in der Praxis ausgeführte Bandfilteranordnung ist aus Bild 25 ersichtlich. Bei einem ebenfalls angewandten, kapazitiv gekoppelten Bandfilter befindet sich jeder Bandfilterkreis in einem besonderen Abschirmtopf. Die Kopplung erfolgt durch kleine Kondensatoren von ca. 1 pF zwischen den „heißen“ Enden der Kreise (sogenannte Kopfkopplung) in Bild 26. Es sind jedoch auch „Fußpunkt“-Kopplungen entsprechend Bild 27 möglich.

Meist werden die Bandfilter für die Zwischenfrequenz auf den AM-Bereichen (450 bis 480 kHz) mit den 10,7-MHz-Kreisen in einem Topf untergebracht und die Kreise hintereinander geschaltet. In diesem Fall sind induktive Kopplungen oder kapazitive Kopfkopplungen zweckmäßiger als Fußpunktkopplungen.

Bei einer Zf von 10,7 MHz liegen die Schwingkreiskapazitäten, wie Seite 23 erwähnt, bei 20 bis 30 pF. Die Schwingkreisinduktivität muß dann ca. 7...11  $\mu$ H betragen. Man verwendet Kupfer-Lackdraht (CuL) oder

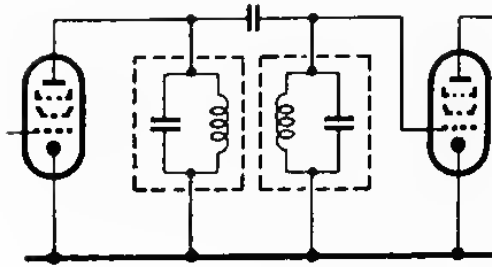


Bild 26. Kapazitive „Kopf“-Kopplung

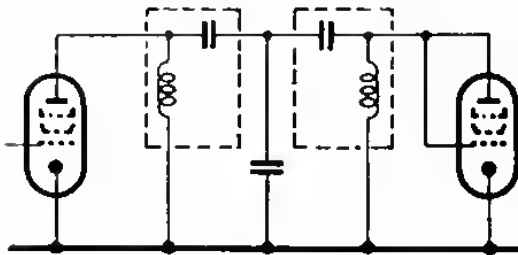


Bild 27. Kapazitive „Fußpunkt“-Kopplung

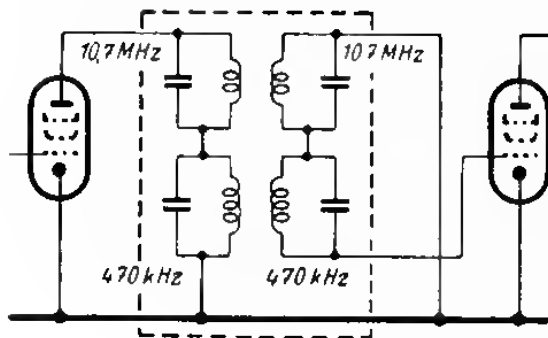
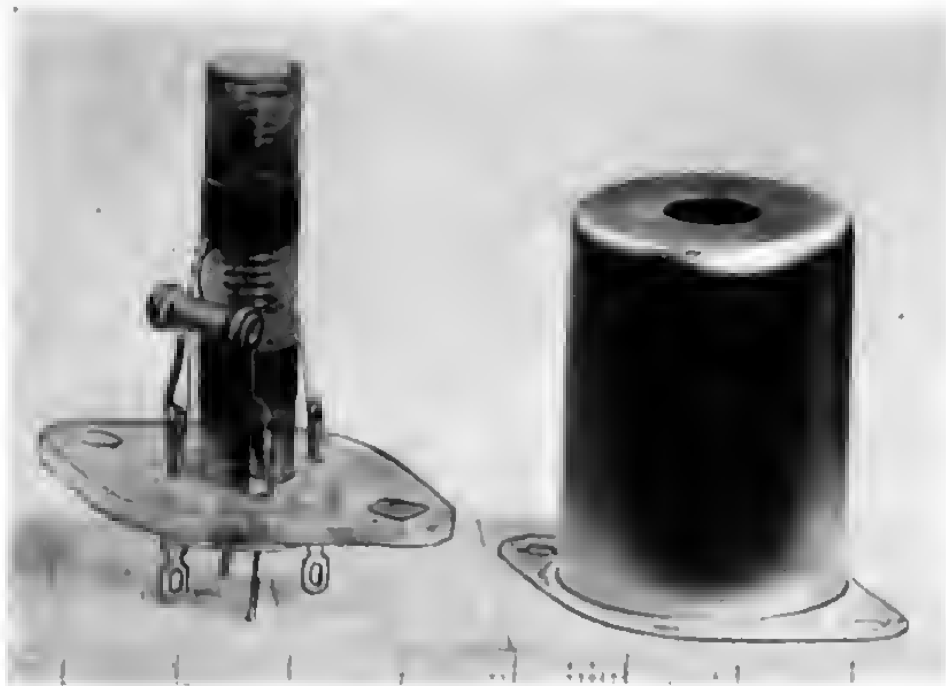


Bild 29. Serienschaltung der Bandfilterspulen für 10,7 MHz und 470 kHz

Kupferlack-Seide-Draht (CuLS) in einlagiger Zylinderwicklung. Der Durchmesser der Wickelkörper liegt zwischen 9 und 5 mm, dementsprechend benötigt man  $\sim 20 \dots 40$  Wdg., um die erforderliche Induktivität von etwa  $10 \mu\text{H}$  zu erreichen. Die Dämpfung der in Bild 25 gezeigten Bandfilterspulen beträgt 1,5 % bei 0,12 CuL, bei Verwendung von 0,2 CuLS liegt sie bei ca. 0,9 %. Beim Einbau in einen Abschirmtopf steigt die Dämpfung um 0,1...0,2 %.



*Bild 25. Ausführung eines Bandfilters für 10,7 MHz*



*Bild 28. Ausführung eines kombinierten Bandfilters*

### b) Hintereinanderschaltung von AM- und FM-Bandfiltern

Wie schon erwähnt, werden die Zwischenfrequenzbandfilter für AM und FM im Rundfunkempfänger möglichst in einem gemeinsamen Abschirmtopf untergebracht. Eine Ausführungsform zeigt Bild 28. Die Kreisspulen werden meistens hintereinander geschaltet (Bild 29). Dabei bilden die Kreisspulen vom 10,7-MHz-Filter für 470 kHz und die Schwingkreiskondensatoren von dem 470-kHz-Filter für 10,7 MHz praktisch einen Kurzschluß. Es ist jedoch zu beachten, daß die am „heißen Ende“, also am Gitter bzw. Anode liegenden Kreisspulen kapazitiv miteinander gekoppelt sind. Das ist aber aus den oben geschilderten Gründen weder für die tiefere noch für die höhere Zf erwünscht. Diese störenden Kopplungen können weitgehend vermieden werden, wenn die Spulen bei der Hintereinanderschaltung miteinander vertauscht werden, indem im Anodenkreis die 10,7-MHz-Spule und im Gitterkreis die 470-kHz-Spule „heiß“ liegt (bzw. umgekehrt). Schwieriger kann das Problem werden, wenn das 470-kHz-Filter auch noch in der Bandbreite geregelt werden soll. Geschieht das, wie meist üblich, durch Ändern der induktiven Kopplung in der bekannten „Fahrstuhl“-Anordnung, so ist noch eine weitere Koppelspule erforderlich. Die Bandbreitenregelung erfolgt durch Verändern des Abstandes zwischen der Koppelspule und der mit ihr gekoppelten Kreisspule. Damit beim Verändern der Bandbreite weder eine Verstimmung der 10,7-MHz- noch der 470-kHz-Kreise auftritt, darf die sich ändernde Kapazität zwischen den beiden Spulen nicht in die Abstimmung eingehen. Das ist aber nur dann nicht der Fall, wenn beide Spulen niedriges Hf-Potential besitzen. Die nicht geregelten 10,7-MHz-Spulen liegen dann hoch. Damit ihre gegenseitige Kapazität keine unzulässig hohe kapazitive Zusatzkopplung für 470 kHz Zf bildet, ist es zweckmäßig, das Gitter oder die Anode für 470 kHz nicht voll anzukoppeln (Bild 30). Die Stufenverstärkung ist dann zwar für die niedrige Zf nicht optimal. Da aber Geräte mit Bandbreitenregelung wohl immer wegen der notwendigen Verstärkung auf dem UKW-Bereich zwei Zf-Stufen besitzen, ist sowieso eine Herabsetzung der Zf-Verstärkung für 470 kHz notwendig. Man verwendet einen kapazitiven Spannungsteiler, damit die 10,7-MHz-Spannung ungeschwächt an das Gitter der nachfolgenden Verstärkerröhre gelangen kann. Bei einem Spannungsteilverhältnis 1 : 4 ist dann der Sekundärkreis vom Gitter aus gerechnet um den Faktor  $1 : 4^2 = 1 : 16^*$  niederohmiger. Im gleichen Verhältnis geht auch der Einfluß der Koppelkapazität zwischen den Bandfilterspulen zurück. Häufig verwendet man auch statt des Spannungsteilers für 470 kHz sehr große Schwingkreiskapazitäten von 1000 pF und mehr an Stelle der sonst üblichen 100 bis 200 pF. Auch dann wird der Kreis entsprechend

\* ) (s. S. 43.)

## Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger

niederohmiger, so daß Stufenverstärkung und kapazitive Kopplung verringert werden.

Die oben beschriebene Hintereinanderschaltung der Zf-Bandfilter darf nicht in sämtlichen Stufen des Rundfunkempfängers erfolgen, da der Empfänger sonst mehrdeutig wird, da auf allen Bereichen sowohl die Zwischenfrequenz von 10,7 MHz wie auch die von 470 kHz verstärkt würde.

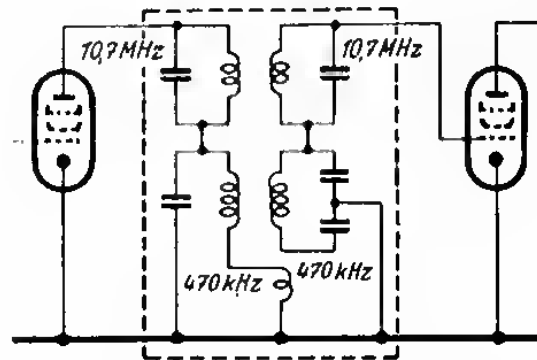


Bild 30. Schaltungsbeispiel für eine kombinierte Bandfilteranordnung, bei der die Bandbreite für 470 kHz regelbar ist.

Es ist daher notwendig, an mindestens einer Stelle die Zf umzuschalten oder einen Kreis der jeweils nicht gewünschten Zf kurzzuschließen. Das ist besonders auf dem Kurzbereich erforderlich, wenn die Oszillatorfrequenz mit der Zf von 10,7 MHz zusammenfällt, also bei einer Abstimmung auf  $10,7 - 0,47 = 10,23$  MHz. Ohne Umschaltung der Zf-Kreise für 10,7 MHz würde die Oszillatorspannung in allen Zf-Stufen verstärkt werden, so daß schließlich in der letzten Zf-Röhre Übersteuerungen auftreten würden. Die Umschaltung erfolgt daher in der Regel im 1. Bandfilter zwischen Mischröhre und 1. Zf-Röhre.

### c) Notwendige Zf-Verstärkung im UKW-Empfänger

Es ist heute allgemein üblich, zur FM-Demodulation im Rundfunkgerät einen Ratiodetektor zu verwenden. Die Spannung am Ladeblock des Ratiodetektors muß etwa 6 Volt betragen, damit die Unterdrückung der störenden Amplitudenmodulation voll wirksam wird. Das entspricht einer Wechselspannung von etwa 10 Volt eff. an der Anode der Treiberröhre des Ratiodetektors. Bei den heutigen Rundfunkgeräten beträgt die Antennenempfindlichkeit bei den billigen Geräten ca. 50  $\mu$ V für 6 Volt Gleich-

## Notwendige Zf-Verstärkung im UKW-Empfänger

spannung am Ladeblock des Ratindektors; bei den Spitzengeräten sind hierfür etwa  $3...5\ \mu\text{V}$  erforderlich. Wesentlich bessere Empfindlichkeitswerte anzustreben, hat mit Rücksicht auf das Eigenrauschen des Empfängers wenig Sinn.

Bei den Geräten der höheren Preisklassen verwendet man allgemein Hf-Vorverstärkung, um ein günstiges Verhältnis von Signal zu Rauschen zu erhalten. Bei Bestückung mit den steilen Röhren EF 80/EF 85 beträgt die Vorverstärkung 1:10 bis 1:20, je nach dem Eingangswiderstand der nachfolgenden Mischröhre. Der Eingangswert „E“ (Verhältnis von Gitterspannung zu Antennenspannung) beträgt für die EF 85 etwa 4, bezogen auf eine 60-Ohm-Antenne (bzw. 2 bei 240-Ohm-Antenne). Bei einem Gerät mit  $3\ \mu\text{V}$  Antennenempfindlichkeit ist also eine Zf-Verstärkung (einschließlich Mischverstärkung) von

$$\frac{10}{3 \times 10^{-6}} \cdot \frac{1}{4} \cdot \frac{1}{15} = 1 : 55\,000 \text{ erforderlich.}$$

Bei einem billigen Gerät ohne Hf-Vorröhre mit einer Antennenempfindlichkeit von  $50\ \mu\text{V}$  kommt man auf eine erforderliche Zf-Verstärkung von 1 : 30 000 bis 1 : 100 000, je nachdem, ob man einen Eingangswert von 2 (ECH 11, ECH 42 in multiplikativer Mischung) oder 6 (EC 92 in additiver Mischung) ansetzt. Die benötigte Zf-Verstärkung liegt also bei den teureren und billigen Geräten in der gleichen Größenordnung.

Wir wollen nun untersuchen, wie diese Gesamt-Zf-Verstärkung von etwa 1 : 100 000 am besten auf die einzelnen Zf-Stufen aufgeteilt wird.

Als Treiberröhre für den Ratiodetektor verwendet man meistens keine extrem steile Röhre. Der Anodenwiderstand dieser Röhre kann nämlich größer gemacht werden als bei den anderen Zf-Röhren, weil die Röhrenkapazitätsstreuungen hier nicht so stark in Erscheinung treten. Im Sekundärkreis liegen die Diodenstrecken des Ratiodektors, deren Kapazitäten sich bei Röhrenwechsel weniger ändern als die Aus- und Eingangskapazitäten einer Verstärkerpentode; außerdem wird der Primärkreis stärker belastet als in den anderen Zf-Stufen, so daß eine Verstimmung des Primärkreises infolge Röhrenwechsels sich nicht so stark auswirkt. Es ist üblich, den Parallelkondensator zur Primärspule fortfallen zu lassen und den Kreis mit der Röhrenausgangskapazität allein abzustimmen. Man erreicht dann trotz der vergrößerten Dämpfung Anodenwiderstände von  $25\ \text{k}\Omega$ .

Die Treiberröhre wird in der Regel ohne Gittervorspannung betrieben, damit sie möglichst früh als Pentodenbegrenzeröhre arbeitet. Bei Gittervorspannung 0 Volt besitzt die EF 41 etwa eine Steilheit von  $2,5\ \text{mA/V}$ .



so daß die Verstärkung zwischen Gitter und Anode ca. 1 : 65 beträgt. Für 6 Volt Spannung am Ladekondensator des Ratiodetektors (10 Volt eff. an der Anode der Treiberröhre) benötigt man somit eine Gitterwechselspannung von ca. 150 mV. Die Verwendung einer wesentlich steileren Röhre, z. B. einer EF 80, an dieser Stelle ist nicht notwendig, da dann die Verstärkung zwischen Gitter und Anode ca. 1 : 200 betragen würde. Damit besteht aber bereits erhebliche Gefahr von Rückkopplungen über die Gitter-Anoden-Kapazität, was aus den auf Seite 40 behandelten Gründen nicht zulässig ist, so daß man den sich aus dem Steilheitsverhältnis ergebenden Verstärkungsgewinn bei der EF 80 nicht voll ausnützen kann.

Die Mischsteilheit beträgt bei den Mischröhren ECH 11, ECH 42 und EC 11 81 bei multiplikativer Mischung ca. 0,7 mA/V, bei der EC 92 in additiver Mischschaltung ist sie etwas mehr als doppelt so groß. Nach den Ausführungen auf Seite 23 ist demnach mit einer Mischverstärkung von 1 : 8 bis 1 : 16 zu rechnen. Um eine Gesamt-Zf-Verstärkung (einschließlich Mischverstärkung) von 1 : 10<sup>5</sup> zu erreichen, muß also in weiteren Zf-Stufen eine Verstärkung von ca. 1 : 100 aufgebracht werden. Mit den steilen Röhren EF 80/EF 85 läßt sich eine Stufenverstärkung von 1 : 80 erzielen, so daß der Wert von 1 : 100 beinahe in einer Stufe erreicht wird. Bei teureren Geräten wird man gern stattdessen zwei Stufen vorsehen, um mehr Selektion zu erhalten. Dann genügen in diesen Stufen natürlich gewöhnliche Pentoden, z. B. die EF 4t, mit  $S = 2,2$  mA/V und einer maximalen Stufenverstärkung von 1 : 30, so daß sich noch eine Verstärkungsreserve von ca. 1 : 10 ergibt. Es ist zweckmäßig, das Gerät mit Rücksicht auf das Rauschen nicht unnötig empfindlich zu machen. Man wird daher die Verstärkungsreserve auf die einzelnen Stufen verteilen, die maximale Stufenverstärkung also jeweils nicht voll ausnutzen, um mehr Sicherheit gegen Verstimmung durch Röhrenwechsel zu haben.

## **Anhang**

### **Die Kontrolle der Resonanzkurve mit dem Resonanzkurvenschreiber**

Je breiter die Resonanzkurven sind, um so schwieriger ist es, die Filter nach der Maximummethode abzugleichen. Das gilt insbesondere dann, wenn infolge überkritischer Kopplung die Filterdurchlaßkurve nicht nur ein Maximum aufweist. In diesen Fällen hat man im Resonanzkurvenschreiber ein sehr zuverlässiges Instrument in der Hand, um sorgfältig und bei großen Serien sehr gleichmäßig die Einstellung der Filter vornehmen zu können.

Im normalen UKW-Empfänger ist der Abgleich zwar noch nicht so schwierig, daß man unbedingt zu dem Hilfsmittel des Resonanzkurvenschreibers greifen muß. Trotzdem wird er auch hier schon viel angewendet,

weil das Eintrimmen schnell und genau erfolgt,

weil die ganze Durchlaßkurve beim Abgleichen sichtbar, und damit auch jede Unregelmäßigkeit an den Flanken sofort erkennbar ist,

weil schließlich eine solche, einmal vorhandene Apparatur gestattet, das Filter des Verhältnisdetektors schnell und mühelos einzustellen. Gerade hier zeigen sich die Vorzüge dieses Meßgerätes besonders deutlich, denn statt einer mühsamen Messung an drei Punkten (Maximum, Nulldurchgang, Minimum) zeigt ein Blick auf die Diskriminatorkurve, ob diese drei Meßpunkte richtig liegen und ob außerdem die erforderliche Linearität vorhanden ist.

Mit Rücksicht auf die stetig steigende Bedeutung dieses Hilfsmittels seien in diesem Zusammenhang die wichtigsten Gesichtspunkte seiner Schaltung und Konstruktion kurz gestreift.

Zunächst ist ein geeignetes Wobbelverfahren auszuwählen. Für den hier benötigten Resonanzkurvenschreiber gilt ja als erschwerende Bedingung die Forderung, daß er bei einer Grundfrequenz von 10,7 MHz einen Hub von  $\pm 1$  MHz besitzen muß. Denn man verlangt nicht nur den Hub, der zum Schreiben einer vollen Resonanzkurve benötigt wird; es ist darüber hinaus eine Hinhreserve notwendig, damit auch bei sehr verstimmtten Filtern die Resonanzstellen der Einzelkreise nicht erst durch Verstimmung gesucht werden müssen.

Bei diesem Hub von 20% soll nun aber die Amplitude der gewobbelten Frequenz konstant bleiben. Nach dieser Bedingung sind die verschiedenen Wobbelverfahren zu überprüfen.

Aus diesem Grund scheidet das Verfahren der Blindmodulation — zumindest so weit es sich um eine direkte Wobbelung der 10,7 MHz handelt — aus, denn eine prozentual so große Frequenzänderung kann nur mit erheblicher Amplitudenänderung in Kauf genommen werden. Als Blindröhre für den großen Hub muß eine steile Röhre gewählt und vom gesperrten Zustand bis zu max. Steilheit durchgesteuert werden. Dadurch ergibt sich die starke Dämpfung des der Blindröhre parallel liegenden Oszillatorkreises und die entsprechend große Schwankung der Oszillatoramplitude. Das Verfahren der Blindmodulation läßt sich also nur anwenden, wenn mit Frequenzübersetzung gearbeitet wird. Von diesem Ausweg wird man nicht gern Gebrauch machen, da man in das Gebiet sehr hoher Frequenzen gehen muß, wo die Frequenzstabilität schon ernstlich Sorgen macht. Zum Beispiel müßte man einen Oszillator von 100 MHz um  $\pm 1$  MHz,

d. h., um  $\pm 1\%$  wobbeln und mit 89,3 MHz überlagern, um zu der geforderten Arbeitsfrequenz von 10,7 MHz und dem verlangten Wobbelhub zu kommen.

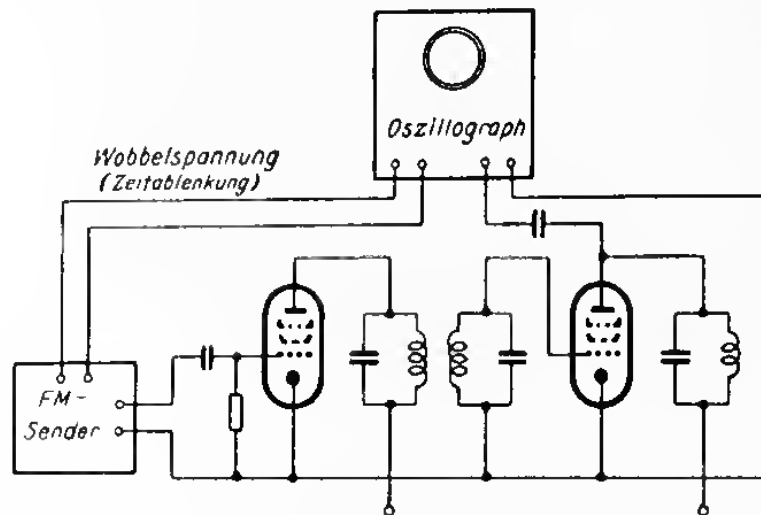


Bild 31. Blockschaftbild zur Aufnahme der Resonanzkurve eines Zf-Filters

Auch der andere, in der Literatur<sup>1)</sup> vorgeschlagene Ausweg, durch Einschalten einer Induktivität in den Spannungsteiler der Blindröhre die Amplitudenschwankung zu verkleinern, hat nur bedingt Erfolg, da sich ein solcher Ausgleich exakt nur für eine Frequenz durchführen läßt. Sieht man von mechanischen Verfahren ab, z. B. umlaufendem Drehkondensator, Kapazitätsveränderung durch schwingende Membran — jedoch soll damit kein Werturteil gefällt sein, speziell das letztere Verfahren ist durchaus branchbar —, dann bleibt im wesentlichen nur die Methode, die Induktivität der Oszillatorkreisspule durch Vormagnetisierung zu ändern.

Dieses Verfahren ist praktisch erprobt und vor allem deshalb anwendbar, weil in den Ferriten Materialien zur Verfügung stehen, die eine starke  $\mu$ -Änderung ermöglichen, ohne zu früh gesättigt zu sein. Allerdings muß man eine Kombination aus Ferrit und dem normalen Hf-Eisen wählen, da Ferrit zu steile Kurven ergibt, während Hf-Eisen allein die verlangten Induktivitätsänderungen ( $\mu$ -Änderungen) nicht ermöglicht. Es ist im Rahmen dieses Aufsatzes nicht möglich, auf Einzelheiten des Aufbaues eines solchen Wobbelgerätes einzugehen. Es sollen aber noch zwei Gesichtspunkte kurz angeführt werden, die beim Entwurf der Geräte zweckmäßig zu beachten sind.

<sup>1)</sup> Wireless Engineer, Band 25, März 1948, Reactance Modulator Theory.

Bei Aufnahme der Kurven einzelner Filter ist der Oszillografenverstärker so lose wie möglich anzukoppeln, um eine Fälschung des Meßergebnisses zu verhindern. Geeignet ist die Ankopplung dieses Verstärkers an die Anode der dem zu messenden Filter nachgeschalteten Röhre (Bild 31). Der Oszillografenverstärker muß über einen Hochfrequenzverstärker (Breitbandverstärker) verfügen, damit die nachgeschaltete Diode im Bereich linearer Gleichrichtung arbeitet; andernfalls erfolgt

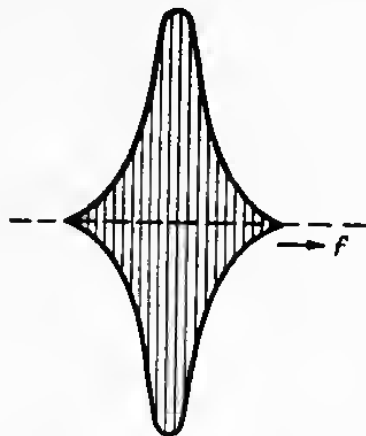


Bild 32. Zwischenfrequenter Resonanzkurvenzug

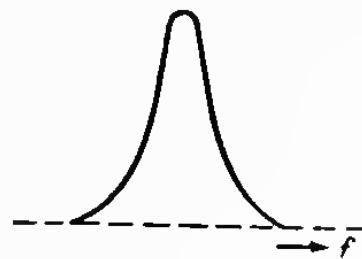


Bild 33. Resonanzkurve nach Gleichrichtung der Zf

eine Deformierung der aufzunehmenden Resonanzkurve. Durch diese Gleichrichtung erhält man aus dem zwischenfrequenten Kurvenzug (Bild 32) die gewünschte Umhüllende (Bild 33).

Zur Aufzeichnung einwandfreier Resonanzkurven, besonders aber Diskriminatorkurven ist es weiter erforderlich, daß die untere Grenzfrequenz des Oszillografenverstärkers weit unter der Wobelfrequenz liegt, denn es muß verhindert werden, daß sich die Teilschwingungen, aus denen sich die Resonanz- oder Diskriminatorkurven zusammensetzen, beim Durchlaufen dieses Verstärkers in ihrer Phasenlage zueinander verschieben.

Beachtet man diese Grundregeln, so läßt sich eine solche Einrichtung nicht nur zur Überprüfung ganzer Zf-Teile, sondern auch zum schnellen Serienabgleich der Filter, wenn man auf der Vorderseite der Braunschen Röhre die Sollkurve aufzeichnet, verwenden.

### **Literatur**

- [1] Jahnke - Emde, *Funktionentafeln*
- [2] Küpfmüller, *Systemtheorie*, Verlag Birzel, Stuttgart 1949, Seite 283 ff.
- [3] wie [2], aber Seite 294
- [4] Hülzer, *ENT* 18, 1941, Seite 106
- [5] Schaaffstein, Frequenzabhängigkeit der Gruppenlaufzeit in Resonanzverstärkern, *Zf. H.* und *FA* 62 (1943), Seite 6
- [6] Rothe - Klen, *Elektronenöhren als Aufstufungsstufen-Verstärker*, Akadem. Verlagsges. Leipzig 1944, Seite 158
- [7] A. Köhler, *Radio Magazin*, Nr. 11, 1950, Seite 370

# Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

Van A. Nowak

## Übersicht

Wenn man die physikalischen Vorgänge, welche das Röhren- und Empfängerrauschen verursachen, bis in ihre letzten Feinheiten verfolgen will, so wird man feststellen können, daß diese Vorgänge heute schon fast ein in sich abgeschlossenes Spezialgebiet darstellen. Zahlreiche Veröffentlichungen haben zur Klärung der Zusammenhänge beigetragen. Leider hat dadurch die einschlägige Literatur einen Umfang angenommen, der es dem in der Praxis stehenden Techniker schwer macht, sich einen klaren Überblick zu verschaffen.

Im Nachstehenden wird deshalb versucht, alle Rauschprobleme, die für die moderne Empfangstechnik wichtig sind, in übersichtlicher Form zusammenzustellen. Es wurde dabei bewußt darauf verzichtet, auch alle Detailfragen zu behandeln. Die Darstellung enthält dadurch gewisse Vernachlässigungen, die jedoch für die Praxis des Empfängerbaues kaum von Bedeutung sein dürften.

Für den physikalisch-mathematisch interessierten Leser wird demnächst eine Veröffentlichung von H. Rothe über den letzten Stand der Erkenntnisse auf dem Gebiet des Empfängerrauschens berichten [6].

## Zusammenstellung häufig benutzter Bezeichnungen

$a = \frac{R_s}{R_a}$	..... Anpassung des Empfängereingangs an die Antenne.
B	..... übertragene Bandbreite in Hz.
$B_n$	..... niederfrequenter Durchlaßbereich.
E	..... EMK einer Nutzspannung.
F	..... $kT_n$ - oder Geräuschzahl.
f	..... Differenzfrequenz zwischen Nutzträger und Störer, auch Frequenz eines Nf-Tones.
k	..... Boltzmann'sche Konstante ( $1,37 \cdot 10^{-23}$ ).
M	..... $\frac{R_a + 5,5 R_k}{R_a + R_k}$
N	..... mittlere Rauschleistung bei einer übertragenen Bandbreite von B Hertz.
n	..... mittlere Rauschleistung pro 1 Hz Bandbreite.

## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

$Q_{Hf}$ .....	hochfrequenter Rauschabstand.
$Q_{AM}$ .....	niedersfrequenter Rauschabstand bei AM-Betrieb.
$Q_{FM}$ .....	niedersfrequenter Rauschabstand bei FM-Betrieb.
$Q_{NF}$ .....	niedersfrequenter Rauschabstand.
$R$ .....	Widerstand in Ohm.
$R_a$ .....	Innenwiderstand der Antenne.
$R_R$ .....	äquivalenter Rauschwiderstand einer Röhre in Ohm.
$R_e$ .....	elektronischer Eingangswiderstand in Ohm.
$R_k$ .....	Resonanzwiderstand eines Abstimmkreises in Ohm.
$R_n$ .....	resultierender Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung des Kreiswiderstandes $R_k$ und des elektronischen Eingangswiderstandes $R_e$ ergibt.
$R'_a$ .....	$R_a$ umgerechnet auf die Antennenklemmen, stellt also den Eingangswiderstand des Empfängers dar.
$S$ .....	Steilheit in mA/V.
$T$ .....	absolute Temperatur ( $0^\circ$ Celsius $\approx 273^\circ$ abs.).
$T_a$ .....	Rauschtemperatur der Antenne.
$T_e$ .....	Rauschtemperatur des elektronischen Eingangswiderstandes.
$T_R$ .....	Raumtemperatur.
$U, U_r$ .....	mittlerer Effektivwert der Rauschspannung bei einer übertragenen Bandbreite von $B$ Hertz.
$u, u_r$ .....	mittlerer Effektivwert der Rauschspannung bei einer übertragenen Bandbreite von 1 Hz.
$V$ .....	Verstärkung.
$V_K$ .....	Rauschverbesserung durch den Gleichrichter.
$V_D$ .....	Rauschverbesserung durch Deemphasis.
$W = \frac{a + M}{(1 + a)^2} \cdot \frac{R_a}{R_n}$ .....	ein Umrechnungsfaktor.
$\Delta f$ .....	Frequenzhub eines Nutzsenders.
$\Delta f_n$ .....	Frequenzhub, durch einen Störer verursacht.
$\alpha$ .....	Steilheit der Kennlinie eines FM-Gleichrichters.

## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

Die gemüßreiche Übertragung eines Rundfunkprogramms ist nur möglich, wenn alle störenden Nebengeräusche klein gegen die Lautstärke des abgehörten Programms bleiben. In elektrischen Begriffen ausgedrückt bedeutet diese Forderung zunächst, daß die am Lautsprecher gemessene **Nutzspannung** (NF-Spannung, welche der gewünschten Programmübertragung entspricht) groß gegen die durch die Empfangsstörungen verursachte **Störspannung** bleibt. Man kann das Verhältnis dieser beiden Spannungen als **Störabstand** bezeichnen. Will man bei einem solchen Vergleichen zweier Spannungen den Empfindlichkeitsgang des

## *Das Empfängerraschen bei AM- und FM-Empfang*

menschlichen Ohres berücksichtigen, so empfiehlt es sich, diesen Störabstand in Dezibel (db) auszudrücken.

Für verschiedene Überlegungen ist andererseits das Vergleichen zweier Leistungen günstiger. Man bezeichnet deshalb in der Literatur als Störabstand häufig auch das Verhältnis der Nutzleistung zur Störleistung.

Spannungen sind jedoch in der Regel leichter zu messen, als Leistungen. In der Technik des Rundfunkempfängers werden deshalb Spannungsangaben bevorzugt. Das gleiche Prinzip soll auch in den nachstehenden Überlegungen angewendet werden. Der Störabstand soll also stets das Verhältnis der Nutz- und Störspannung bezeichnen.

Welcher Störabstand für eine Übertragung gefordert werden muß, hängt einmal von der Art der Übertragung ab, zum anderen von den Ansprüchen, die man an die Qualität der Wiedergabe stellt. Es ist einleuchtend, daß man z. B. bei der Übertragung von Marschmusik in einem Gartenlokal einen verhältnismäßig großen Störpegel zulassen kann, ohne daß der Gesamteindruck allzu schlecht wird. Will man dagegen in einem ruhigen Wohnraum Kammermusik mit vielen Pianostellen anhören, so werden die Empfangsstörungen schon recht leise sein müssen. Auch wird man von einem hochwertigen und deshalb teuren Empfänger einen größeren Störabstand verlangen müssen, als von einem billigen Kleingerät.

Für den gehörmäßigen Eindruck eines Störers ist sein Frequenzspektrum von entscheidender Bedeutung. Bekanntlich ist die Empfindlichkeit des menschlichen Ohres für mittlere Tonfrequenzen (zwischen 1000 und 5000 Hz) am größten, sowohl nach tieferen als auch nach höheren Frequenzen zu sinkt die Ohrempfindlichkeit ab. Will man deshalb aus dem Ergebnis einer elektrischen Messung (Größe der Nutz- und Störspannung, z. B. an den Klemmen des Lautsprechers gemessen) auf den zu erwartenden gehörmäßigen Eindruck schließen, so muß man den Empfindlichkeitsgang des menschlichen Ohres nachbilden und zwischen den NF-Ausgang des untersuchten Empfängers und das Meßinstrument eine Sirkette mit entsprechendem Frequenzgang (Ohrkurvensieb) schalten. Schwierigkeiten bereitet es aber auch in einer solchen Anordnung, den akustischen Störeindruck von kurzzeitigen Störimpulsen zu bewerten. Man braucht dazu sogenannte „Geräuschwertanzeiger“, welche allerdings den Nachteil haben, ziemlich teuer und deshalb dem Durchschnittstechniker nicht zugänglich zu sein.

In der Praxis des Empfängerbaues verzichtet man meist auf alle Korrekturglieder, mißt einfach die Nutz- und die Störspannung an den Lautsprecherklemmen und zieht daraus gewisse Schlüsse auf den voraussichtlichen akustischen Empfangseindruck. Ein solches Verfahren kann natürlich keinesfalls als exakt bezeichnet werden, es gestattet jedoch, den Empfänger wenigstens grob zu beurteilen.



## *Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang*

Man vergleicht bei einer solchen Messung die Größe der auftretenden Störspannungen mit der gleichzeitig vorhandenen Nutzspannung am besten bei einem mittleren Modulationsgrad (z. B. bei 30% Sendermodulation). Erfahrungsgemäß läßt sich dann etwa folgende Skala aufstellen:

1. Für bescheidenste Ansprüche muß man ein Verhältnis zwischen Stör- und Nutzsignal von etwa 1 : 20 (26 db) verlangen. Ein solcher Störabstand ist bereits so klein, daß der Durchschnittshörer meist versucht, gegen die Empfangsstörungen „etwas zu tun“. Er wird also unwillkürlich die Tonblende auf „dunkel“ stellen, oder den Lautstärkenregler zurückdrehen. Nach diesen Maßnahmen wird der Gesamteindruck dann meist als „erträglich“ bezeichnet.

2. Für einen als durchschnittlich gut zu bezeichnenden Eindruck ist ein Störabstand von etwa 1 : 100 (40 db) notwendig. Hier werden die Empfangsstörungen meist nur bei Pianostellen oder in Sendepausen hörbar, ein Zurückdrehen der Tonblende ist nicht mehr unbedingt notwendig.

3. Für sehr hohe Ansprüche wird man einen Störabstand von 1 : 1000 (60 db) anstreben. Bei einem so großen Störabstand treten Störungen akustisch kaum mehr in Erscheinung, in Sendepausen hat man in einem gewissen Abstand vom Lautsprecher den Eindruck, daß der Empfänger überhaupt nicht in Betrieb ist.

Eine Sonderstellung nimmt unter den Empfangsstörungen das sogenannte „Empfängerrauschen“ ein. Auf die übrigen Störarten hat der Gerätebauer entweder nur wenig Einfluß (äußere Störungen, welche gleichzeitig mit dem Nutzempfang aus der Antenne in den Empfänger gelangen), oder er kann sie durch richtige Dimensionierung des Empfängers praktisch vollkommen beseitigen (Mehrdeutigkeiten beim Überlagerungsempfang, Kreuzmodulation, Brummstörungen).

Das Empfängerrauschen besitzt jedoch eine physikalisch eindeutig definierte Größe. Es läßt sich deshalb niemals beseitigen, man kann nur versuchen, einen empfindlichen Empfänger stets so zu bauen, daß er möglichst nahe an das erreichbare Optimum herankommt.

Das Empfängerrauschen setzt sich aus dem Widerstands- und dem Röhrenrauschen zusammen. Man wird deshalb am besten jede dieser Rauschursachen getrennt und erst anschließend in ihrem Zusammenwirken betrachten.

## **1. Das Widerstandsrauschen**

### **a) Allgemeines**

Jeder einzelne Widerstand erzeugt in sich winzige Rauschspannungen, auch wenn er vollkommen einwandfrei ist und in keiner Weise belastet wird.

Das erscheint zunächst merkwürdig, denn ein Widerstand ist ja weder ein Element, noch sonst ein elektrischer Generator im üblichen Sinn. Wenn er von sich aus aber elektrische Spannungen erzeugt, so muß er auch eine entsprechende elektrische Leistung abgeben können. Da es ein Perpetuum Mobile bekanntlich nicht gibt, muß ihm aus irgend einer Quelle Leistung in anderer Form zugeführt werden, welche er in eine elektrische Leistung umsetzen kann. Das geschieht auch tatsächlich in Form der Wärme, die seine Umgebung enthält. Ähnlich wie sich die Moleküle eines Körpers unter dem Einfluß der sie umgebenden Wärme in ständiger Bewegung befinden, trifft etwas ähnliches auch für die freien Elektronen eines jeden Leiters zu. Diese Elektronen-Bewegung äußert sich schließlich als elektromotorische Kraft. Die Elektronenbewegung wird heftiger und damit auch die EMK größer, wenn die Umgebungstemperatur steigt. Fällt die Temperatur auf den absoluten Nullpunkt ( $-273^{\circ}\text{C}$ ), so hört jede Bewegung auf; an dem Widerstand kann sich dann auch keine elektrische Spannung mehr bilden.

Die Elektronenbewegung erfolgt durchaus unregelmäßig. Die erzeugte elektrische Energie enthält deshalb ein sehr breites Spektrum von Wechselspannungen aller nur möglichen Frequenzen. Die Verteilung auf die einzelnen Frequenzen ist dabei in dem technisch interessierenden Bereich gleichmäßig. Man kann deshalb einen Widerstand als Wechselstrom-Generator für ein beliebiges Frequenzband benutzen, wenn man die von ihm abgegebenen Spannungen genügend verstärkt. Welches Frequenzband am Ausgang eines nachgeschalteten Verstärkers auftritt, bestimmt dessen Durchlaßkurve. Man kann also mit einem Widerstand einmal z. B. ein Nf-Band mit gleichmäßig verteilten Rauschspannungen zwischen 50 und 10 000 Hz erzeugen, wenn man ihn vor einen Nf-Verstärker schaltet, der dieses Frequenzband linear verstärkt. Man kann dem gleichen Widerstand aber ebenso gut ein UKW-Spektrum zwischen z. B. 100 und 104 MHz entnehmen, wenn er vor einem UKW-Verstärker mit einer entsprechenden Bandbreite liegt.

Die von einem Widerstand abgegebenen Rauschleistungen steigen linear mit der Temperatur an. Man sollte deshalb erwarten, daß ein empfindlicher Verstärker oder Empfänger um so stärker rauscht, je wärmer der Raum wird, in welchem er aufgestellt ist. Das ist auch tatsächlich der Fall. Praktisch beobachtet man jedoch kaum eine Abhängigkeit des Empfänger-

rauschens von der Raumtemperatur. Diesen Umstand kann man sofort verstehen, wenn man bedenkt, daß für die Rauschleistung der Anstieg gegen den absoluten Nullpunkt von  $-273^{\circ}\text{C}$  maßgebend ist. Einer Raumtemperatur von  $10^{\circ}\text{C}$  entspricht eine absolute Temperatur von  $283^{\circ}$ , einer Raumtemperatur von  $30^{\circ}\text{C}$  dagegen eine absolute Temperatur von  $303^{\circ}$ . Einem Temperaturanstieg von  $20^{\circ}$  bei Raumtemperatur entspricht also ein Anwachsen der absoluten Temperatur um nur etwa 7%.

Man kann die Rauschspannung, die ein Widerstand entwickelt, sehr einfach berechnen. Es läßt sich nämlich nachweisen, daß ein jeder Widerstand — unabhängig von seinem Ohmwert — für ein bestimmtes Frequenzband und eine bestimmte Temperatur stets die gleiche Rauschleistung entwickelt. In einem Frequenzband von 1 Hz Bandbreite beträgt diese Leistung:

$$n = 4 kT_0 \text{ Wsec} \quad (1)$$

Darin bedeuten:

$k = 1,37 \cdot 10^{-23}$  (Boltzmann'sche Konstante)

$T_0$  . . . . absolute Temperatur,

bei  $20^{\circ}\text{C}$  Raumtemperatur ist  $T_0 = 293^{\circ}$ .

Da man ohne großen Fehler stets eine Raumtemperatur von etwa  $20^{\circ}\text{C}$  annehmen kann, ergibt sich mit guter Annäherung ein Festwert von  $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$  und somit  $n = 4 kT_0 = 16 \cdot 10^{-21}$ . Denkt man sich diese Leistung  $n$  dadurch hervorgerufen, daß eine Rauschspannung  $u_r$  an den Klemmen eines Widerstandes von  $R$  Ohm liegt, so gilt nach dem Ohmschen Gesetz offensichtlich:

$$u_r^2 = n \cdot R = 4 kT_0 \cdot R = 16 \cdot 10^{-21} \cdot R \quad (2)$$

$n$  war die Rauschleistung pro 1 Hz Bandbreite. Entnimmt man dem Widerstand also Rauschspannungen in einem Frequenzband von  $B$  Hz Breite, so werden sich in diesem Gebiet die einzelnen Rauschleistungen addieren und die gesamte Rauschleistung in dem betreffenden Frequenzband beträgt dann:

$$N = n \cdot B = 16 \cdot 10^{-21} \cdot B \quad (3)$$

Diese erhöhte Rauschleistung können wir uns wieder dadurch entstanden denken, daß sich die Rauschspannungen in den einzelnen je 1 Hz breiten Frequenzbändern summieren und daß dadurch am Widerstand nunmehr eine neue, größere Rauschspannung  $U_r$  steht. Da zwischen dieser Summenspannung und der gesamten, den nachgeschalteten Verstärker beeinflussenden Rauschleistung  $N$  der gleiche Zusammenhang wie in (2) bestehen muß, können wir auch schreiben:

$$U_r^2 = 4 kT_0 \cdot R \cdot B = 16 \cdot 10^{-21} \cdot R \cdot B \quad (4)$$

## Das Rauschen von zwei in Serie liegenden Widerständen

Die so errechnete Spannung  $U_r$  entspricht einem Wert, welchen z. B. ein genügend empfindliches Meßinstrument anzeigen würde, wenn wir es über einen Bandpaß von B Hz Durchlaßbreite an den untersuchten Widerstand R legen würden.

Zu beachten wäre noch, daß sich die Amplitude aller dieser Rauschspannungen — entsprechend der unregelmäßigen Form der Elektronenbewegung — dauernd ändert. Das gleiche gilt auch für die von diesen Spannungen erzeugten Ströme. Es soll deshalb im Nachstehenden stets angenommen werden, daß alle Angaben über Rauschspannungen und -ströme sich auf deren mittleren Effektivwert beziehen.

**Beispiel 1.** Welche Rauschspannung wird an den Eingangsklemmen eines Verstärkers wirksam, wenn sein Eingangswiderstand  $10\text{ k}\Omega$  beträgt und das von ihm verstärkte Frequenzband  $20\text{ kHz}$  breit ist? Nach (4) gilt:

$$U_r^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot 10^4 \cdot 2 \cdot 10^4 = 32 \cdot 10^{-13}$$

und somit

$$U_r = \sqrt{32 \cdot 10^{-13}} = 1,79 \cdot 10^{-6} \text{ Volt.}$$

Wir müssen also mit einer Rauschspannung von  $1,79\text{ }\mu\text{V}$  rechnen.

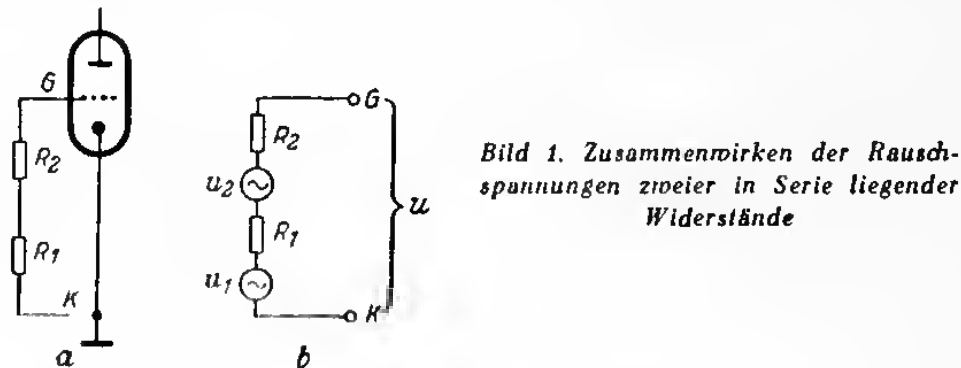
Die bisherigen Betrachtungen bezogen sich auf ohmsche Widerstände. Sie gelten in unveränderter Form auch für den Realteil komplexer Widerstände. Insbesondere gelten sie für den Resonanzwiderstand von Abstimmkreisen. Man kann sich also in bezug auf das Rauschen einen am Gitter der betrachteten Röhre liegenden Abstimmkreis durch einen ohmschen Widerstand ersetzt denken, der ebenso groß ist, wie der Resonanzwiderstand des Abstimmkreises. Blindwiderstände ohne Wirkkomponente besitzen kein Eigenrauschen.

Das Rauschen von Abstimmkreisen ist für den Empfängerbau besonders wichtig, da gerade die Eingangsstufen, die praktisch das gesamte Rauschniveau bestimmen, als Wechselstromwiderstände meist nur Abstimmkreise enthalten.

### b) Das Rauschen von zwei in Serie liegenden Widerständen

**Bild 1a** zeigt einen für die Praxis wichtigen Fall. Es liegen dort die beiden Widerstände  $R_1$  und  $R_2$  in Serie zwischen dem Gitter und der Kathode einer Röhre. Der Eingangswiderstand der angeschlossenen Röhre (also der Widerstand ihrer Gitter-Katodenstrecke) sei unendlich groß. Diese Annahme entspricht mit guter Annäherung den Verhältnissen, wie sie bei Verstärkerstufen für relativ niedrige Frequenzen bestehen, wenn

die verwendete Gittervorspannung so groß ist, daß ein Gitterstrom mit Sicherheit vermieden wird.



Wir haben dann den in Bild 1b dargestellten Fall von zwei in Serie geschalteten Generatoren mit den elektromotorischen Kräften  $u_1$  und  $u_2$  und den Innenwiderständen  $R_1$  und  $R_2$  vorzuliegen.

Da die äußeren Anschlußpunkte G und K nicht belastet sind, werden zwischen ihnen die beiden Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  voll wirksam. Wir wollen versuchen, diese beiden Einzelspannungen durch eine einzige Summenspannung  $u$  zu ersetzen. Da  $u_1$  und  $u_2$  Wechselfspannungen darstellen, die keine feste Phasebeziehung zueinander haben, kann man sie nur quadratisch zusammensetzen. Es muß also gelten:

$$u^2 = u_1^2 + u_2^2.$$

Nimmt man ferner an, daß sich sowohl  $R_1$  als auch  $R_2$  auf Raumtemperatur  $T_0$  befinden, so gilt nach (2) für 1 Hz Baudbreite:

$$u^2 = 4 k T_0 R_1 + 4 k T_0 R_2 = 4 k T_0 (R_1 + R_2) \quad (5)$$

Die Summenrauschspannung verschiedener Widerstände, die wir uns in Serie geschaltet denken können, ist also ebenso groß wie die Rauschspannung eines einzigen Widerstandes, dessen Größe gleich der Summe aller Einzelwiderstände ist.

### c) Das Rauschen von zwei parallel liegenden Widerständen

Es soll die Summenspannung  $u$  ermittelt werden, die sich bei Parallelschaltung von  $R_1$  und  $R_2$  nach Bild 2a zwischen den Punkten G und K ergibt.

## Parallelschaltung von zwei verschieden warmen Widerständen

Bild 2b zeigt eine gleichwertige Anordnung, wobei die Rauschspannungen  $u_1$  und  $u_2$  als elektromotorische Kräfte mit den zugehörigen Widerständen  $R_1$  bzw.  $R_2$  in Serie liegen. Es tritt jetzt für jede der Spannungen  $u_1$  und  $u_2$  eine Spannungsteilung ein. Zwischen den Punkten G und K bleibt demnach stehen:

$$u_1 \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{und} \quad u_2 \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Diese beiden Teilspannungen müssen wir wieder quadratisch zusammensetzen. Es gilt also:

$$u^2 = u_1^2 \left( \frac{R_2}{R_1 + R_2} \right)^2 + u_2^2 \left( \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right)^2 \quad (6)$$

Wenn beide Widerstände mit der Raumtemperatur  $T_0$  rauschen, so geht unter Benutzung von (2) der Ausdruck (6) über in:

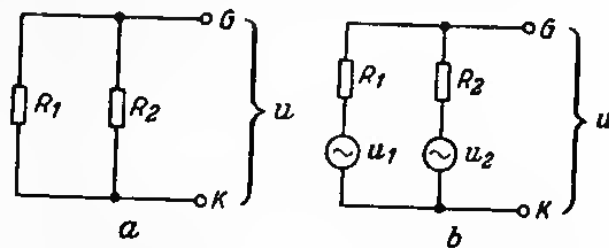


Bild 2. Zusammenwirken der Rauschspannungen zweier parallel liegender Widerstände

$$u^2 = \frac{4 \cdot kT_0 \cdot R_1 \cdot R_2^2 + 4 \cdot kT_0 \cdot R_1^2 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)^2} = 4 kT_0 \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2} \quad (7)$$

Zwei parallelgeschaltete Widerstände erzeugen bei gleicher Temperatur also ebensoviel Rauschspannung, wie ein einzelner Widerstand, der ebenso groß ist, wie der sich aus der Parallelschaltung der Einzelwiderstände ergebende Wert.

### d) Parallelschaltung von zwei verschieden warmen Widerständen

Sind die Temperaturen der beiden Widerstände nach Bild 2 nicht mit  $T_0$ , sondern mit den Werten  $T_1$  und  $T_2$  einzusetzen<sup>1)</sup>, so ändern sich gegen den eben besprochenen Fall zwar die Größen  $u_1$  und  $u_2$ , die Spannungsauftei-

<sup>1)</sup> Dieses Problem ergibt sich z. T. beim Zusammensetzen des Kreis- und Röhrenrauschens.

## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

lung bleibt jedoch unverändert bestehen. Die Formel (6) kann also wieder angewendet werden, man muß jedoch einsetzen:

$$u_1^2 = 4 k T_1 R_1 \quad \text{und} \quad u_2^2 = 4 k T_2 R_2$$

Wir erhalten dann an Stelle von (7):

$$u^2 = \frac{4 \cdot k T_1 \cdot R_1 \cdot R_2^2 + 4 \cdot k T_2 \cdot R_1^2 \cdot R_2}{(R_1 + R_2)^2} = 4 k T_0 \frac{\frac{T_1}{T_0} \cdot \frac{1}{R_1} + \frac{T_2}{T_0} \cdot \frac{1}{R_2}}{\left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)^2} \quad (8)$$

**Beispiel 2.** Es ist die Rauschspannung zu ermitteln, die sich bei Parallelschaltung eines auf Zimmertemperatur befindlichen Widerstandes von  $6 \text{ k}\Omega$  mit einem zweiten Widerstand von  $2 \text{ k}\Omega$  mit einer Rauschtemperatur  $T_2 = 5,5 T_0$  ergibt. Die Bandbreite des angeschalteten Verstärkers sei  $20 \text{ kHz}$ .

Nach (8) ergibt sich für  $1 \text{ Hz}$  Bandbreite:

$$u^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot \frac{\frac{1}{6000} + \frac{5,5}{2000}}{\left( \frac{1}{6000} + \frac{1}{2000} \right)^2} = 1,05 \cdot 10^{-16}$$

Für eine Bandbreite von  $20 \text{ kHz}$  gilt demnach:

$$U^2 = u^2 \cdot B = 1,05 \cdot 10^{-16} \cdot 2 \cdot 10^4 = 2,1 \cdot 10^{-12}$$

Daraus ergibt sich:

$$U = 1,45 \cdot 10^{-6} \text{ Volt.}$$

## 2. Das Röhrenrauschen

### a) Allgemeines

Die Elektronen verlassen eine heiße Katode nicht als gleichmäßiger Stromfluß, sie treten vielmehr in unregelmäßiger Folge aus. Der Anodenstrom entspricht in seiner Struktur deshalb etwa einem Strahl von Schrotkörnern. Dem Mittelwert eines solchen Stromflusses ist stets ein geringes unregelmäßiges Schwanken überlagert, das zu ähnlichen Rauscherscheinungen führt, wie die Wirmbewegung von freien Elektronen in Widerständen. Als anschaulicher Vergleich zur Bewegung von Schrotkörnern spricht man von diesem, allen Empfänger- und Verstärkerrohren eigenen, elektrischen Rauschen oft auch von einem „Schrotoeffekt“.

Die Entstehungsursache dieses Röhrenrauschens ist zwar eine andere als die des Widerstandsrauschens, in ihrem Frequenzspektrum äußern

## Wie setzt sich Kreis- und Röhrenrauschen zusammen?

sich jedoch beide Vorgänge gleichartig. Man macht deshalb im Endergebnis keinen Fehler, wenn man sich der Einfachheit halber den Rauschbeitrag einer Röhre durch einen Widerstand hervorgerufen denkt. Es ist üblich, diesen in seinen Rauscheigenschaften der betreffenden Röhre gleichwertigen (mit einem Fremdwort: „äquivalenten“) Widerstand als „äquivalenten Rauschwiderstand  $R_R$ “ der Röhre zu bezeichnen. Wenn man mit diesem Begriff arbeitet, macht man also ein Gedankenexperiment: man nimmt an, daß die verwendete Röhre ideal rauschfrei ist, daß aber in ihre Gitterzuleitung in Serie mit den außerhalb der Röhre angeschlossenen Widerständen ein (nur als Rauschquelle vorstellbar gedachter) Widerstand  $R_R$  eingehaut ist, der sich auf Raumtemperatur befindet.

Für die Berechnung der zu erwartenden Rauschverhältnisse ist eine solche Annahme praktisch und bringt korrekte Ergebnisse. Da der Widerstand  $R_R$  in der Röhre eingehaut angenommen wurde, kann man ihn von außen nicht kurzschließen. Durch ein Kurzschließen der Gitter-Katodenstrecke macht man nur den äußeren Widerstand unwirksam.

Man kann diese Tatsache dazu benutzen, um das Widerstands- bzw. Kreisrauschen eines Empfängers vom Röhrenrauschen zu trennen. Im normalen Betriebszustand gibt der Empfänger eine Rauschspannung an den Lautsprecher ab, die sowohl durch das Kreis-, als auch durch das Röhrenrauschen verursacht wird. Schließt man dagegen über einen Kondensator (um die Gleichstromverhältnisse nicht zu verschieben) die Gitter-Katodenstrecke der untersuchten Röhre kurz, so wird das Empfängerrauschen auf einen Wert zurückgehen, der nur noch dem Röhrenrauschen allein entspricht 1).

### b) Wie setzt sich Kreis- und Röhrenrauschen zusammen?

In üblichen Aufbauten liegt nach Bild 3a meist ein Abstimmkreis zwischen dem Gitter und der Kathode einer Röhre. Der Resonanzwiderstand des Abstimmkreises sei  $R_K$ , der äquivalente Rauschwiderstand der Röhre sei  $R_R$ . Von  $R_R$  wurde angenommen, daß dieser Widerstand mit Raumtemperatur rauschen soll und daß er in der Gitterzuleitung der Röhre in Serie mit dem äußeren Widerstand liegt.

Für eine solche vereinfachte Annahme können wir leicht die Summe des Kreis- und Röhrenrauschens nach (5) errechnen, wenn wir ein Ersatzschaltbild nach Bild 3b verwenden. Es gilt dann offensichtlich:

1) Dieses Verfahren kann man natürlich nur bei einem Geradenverstärker oder bei einer multiplikativen Mischstufe anwenden. Bei einer selbstsdingenden additiven Mischstufe würde ein Kurzschluß der Gitter-Katodenstrecke auch die steuernde Wirkung der Oszillatorspannung aufheben und dadurch den Arbeitspunkt der Röhre verschieben.



## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

$$U_r^2 = 4 k T_o \cdot (R_k + R_d) \cdot B = 16 \cdot 10^{-21} (R_k + R_d) \cdot B \quad (9)$$

**Beispiel 3.** Es ist die Rauschspannung zu ermitteln, die am Gitter einer Röhre mit einem äquivalenten Rauschwiderstand  $R_d = 5 \text{ k}\Omega$  steht,

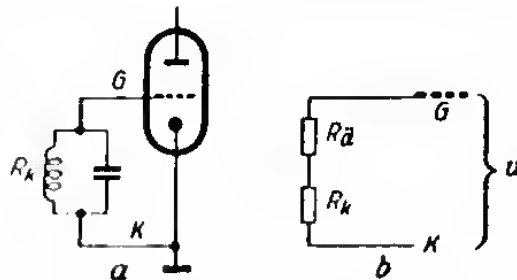


Bild 3. Resonanzwiderstand eines Abstimmkreises und äquivalenter Rauschwiderstand einer Röhre

wenn ihr ein Abstimmkreis mit einem Resonanzwiderstand  $R_k = 10 \text{ k}\Omega$  vorgeschaltet ist. Die übertragene Bandbreite sei  $20 \text{ kHz}$ . Nach (9) gilt:

$$U_r^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot (5 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3) \cdot 2 \cdot 10^4 = 4,8 \cdot 10^{-12}$$

und

$$U_r = \sqrt{4,8 \cdot 10^{-12}} = 2,19 \mu\text{V}$$

e) Wie verteilt sich das Rauschen auf die einzelnen Stufen eines Empfängers?

Wir haben bisher die Rauschverhältnisse einer einzigen Verstärkerstufe betrachtet. Da ein Empfänger normalerweise nicht nur eine einzige Röhre besitzt, wird natürlich jeder weitere Abstimmkreis, bzw. jede weitere Röhre zum Empfängerrauschen beitragen. Dieses Rauschen der einzelnen Stufen wird jedoch um so stärker in Erscheinung treten, je größer die nachgeschaltete Verstärkung ist. Es ist also zu erwarten, daß die Rauschverhältnisse der ersten Empfängerstufe hauptsächlich das Verhalten des ganzen Empfängers bestimmen, da ja hinter dieser Stufe die gesamte weitere Verstärkung des Empfängers liegt. Es kann trotzdem der Fall eintreten, daß auch noch eine weiter hinten liegende Stufe das Gesamtrauschen merklich beeinflusst. Ob das der Fall ist, hängt von der Verteilung der Verstärkung im Empfänger ab.

In Bild 4 sind zwei aufeinander folgende Stufen eines Empfängers dargestellt. Am Gitter der ersten Röhre 1 soll die Summe aller dort wirkenden Rauschwiderstände (Kreis- und Röhrenrauschen) dem Widerstand

*Wie verteilt sich das Rauschen auf die einzelnen Stufen eines Empfängers?*

$R_1$  entsprechen. Die Summe aller am Gitter der zweiten Röhre wirksamen Rauschquellen sei durch  $R_2$  dargestellt. Die Verstärkung der ersten Stufe sei  $V$ .

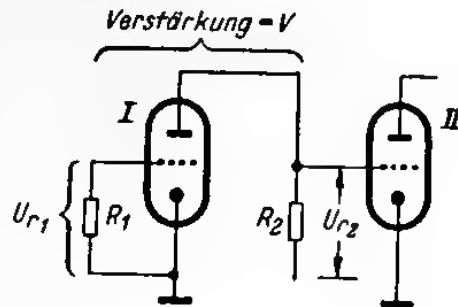


Bild 4. Zwei hintereinander geschaltete Verstärkerstufen

Die am Gitter der Röhre I stehende Rauschspannung gelangt also  $V$ -mal verstärkt an das Gitter der Röhre II. Umgekehrt kann man sich das Eigenrauschen der Röhre II ( $U_{r2}$ ) durch eine  $V$ -mal kleinere Rauschspannung am Gitter der Röhre I ersetzt denken.

Wir wollen für alle weiteren Überlegungen diese zweite Möglichkeit benutzen. Wir nehmen also an, daß die Röhre II und ihr Gitterkreis überhaupt nicht rauschen, daß dafür aber am Gitter der Röhre I außer der dort vorhandenen eigenen Rauschspannung  $U_{r1}$  auch noch eine Ersatzspannung  $\frac{U_{r2}}{V}$  stehen soll. Diese beiden Teilspannungen können wir nun ähnlich wie bei der Ableitung von (5) zusammensetzen und erhalten dann für die gesamte, am Gitter der Röhre I wirksame Rauschspannung  $U_1$ :

$$U_1^2 = U_{r1}^2 + \frac{U_{r2}^2}{V^2}$$

Führen wir jetzt wieder die Beziehung (4) ein, so können wir auch schreiben:

$$U_1^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot R_1 \cdot B + \frac{16 \cdot 10^{-21} \cdot R_2 \cdot B}{V^2}$$

oder:

$$U_1^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot B \cdot \left( R_1 + \frac{R_2}{V^2} \right) \quad (10)$$

Das Ergebnis ist also: Den Rauschwiderstand einer nachgeschalteten Stufe kann man sich auf das Git-

ter der ersten Röhre transformiert denken. Er erscheint dort durch das Quadrat der zwischen den beiden Gittern liegenden Verstärkung geteilt.

Beispiel 4. Hinter eine Stufe nach Beispiel 3 sei eine Röhre mit einem  $R_H = 65 \text{ k}\Omega$  geschaltet, an deren Gitter ein Abstimmkreis mit einem Resonanzwiderstand von  $10 \text{ k}\Omega$  liegt. Die Verstärkung zwischen den Gittern der ersten und der zweiten Röhre soll  $1:5$  betragen. Die gleichwertige Rauschspannung  $U_1$  am Gitter der ersten Röhre ist zu ermitteln.

Nach (10) gilt:

$$U_1^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot 2 \cdot 10^3 \left( 5 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3 + \frac{10^4 + 6,5 \cdot 10^4}{25} \right) = 5,76 \cdot 10^{-12}$$

oder:

$$U_1 = \sqrt{5,76 \cdot 10^{-12}} = 2,4 \text{ }\mu\text{V}$$

Man sieht daraus, daß die Verstärkung der ersten Röhre auf das Endergebnis einen großen Einfluß hat. Obgleich die Rauschwiderstände der zweiten Stufe mit  $10 + 65 = 75 \text{ k}\Omega$  außerordentlich groß sind, ist bei der verhältnismäßig geringen Verstärkung von  $1:5$  in der ersten Stufe die gesamte Rauschspannung gegenüber dem Beispiel 3 nur um wenig gestiegen. Dort betrug die Rauschspannung am Gitter der ersten Röhre etwa  $2,19 \text{ }\mu\text{V}$ , hier ist der entsprechende Wert um etwa  $10\%$  auf  $2,4 \text{ }\mu\text{V}$  angestiegen. Wäre die Verstärkung der ersten Röhre allerdings nur  $1:1$ , so würde der gesamte Rauschwiderstand auf  $90 \text{ k}\Omega$  und damit die gleichwertige Rauschspannung am ersten Gitter auf  $5,37 \text{ }\mu\text{V}$  ansteigen.

#### d) Der äquivalente Rauschwiderstand üblicher Empfängerröhren

Am einfachsten zu übersehen ist die Triode. Hier läßt sich der äquivalente Rauschwiderstand mit guter Annäherung aus der Steilheit im Arbeitspunkt errechnen; (11)

$$R_a = \frac{3}{S} \quad (11)$$

Dabei ist  $R_a$  in  $\text{k}\Omega$  und die Steilheit  $S$  in  $\text{mA/V}$  einzusetzen.

Eine Triode mit einer Steilheit von z. B.  $7 \text{ mA/V}$  wird also einen äquivalenten Rauschwiderstand von etwa  $430 \text{ }\Omega$  besitzen.

Röhren, die Hilfsgitter enthalten, entwickeln eine größere Rauschspannung als gleichwertige Trioden. Dieser Rauschanstieg ist durch die sogenannte Stromverteilung bedingt. In einer solchen Röhre fließen nämlich außer dem eigentlichen Anodenstrom auch noch Elektronen-

## *Der äquivalente Rauschwiderstand üblicher Empfängerrohren*

ströme nach den verschiedenen Hilfsgittern. Der Katodenstrom verteilt sich also auf verschiedene Elektroden. Je ungünstiger das Verhältnis zwischen dem Anodenstrom und den anderen Strömen ist, desto ungünstiger wird das Verhältnis zwischen der von einer Röhre abgegebenen Nutzspannung und dem in ihr erzeugten Rauschen. Annähernd kann man für den Rauschwiderstand einer Pentode setzen [1]:

$$R_a = \frac{3}{S} \cdot \frac{I_a}{I_k} + 20 \frac{I_a}{S^2} \cdot \frac{I_{g2}}{I_k} \quad (12)$$

Dabei bedeuten:

$I_a$  ... den Anodenstrom

$I_{g2}$  ... den Schirmgitterstrom

und  $I_k = I_a + I_{g2}$  ... den Katodenstrom.

Man sieht also, daß auch bei einer Pentode eine möglich große Steilheit anzustreben ist, wenn man einen kleinen äquivalenten Rauschwiderstand erreichen will, daß das Endergebnis jedoch auch merklich durch das Verhältnis  $I_a : I_{g2}$  beeinflusst wird. Erst wenn die Ströme der Hilfselektroden viel kleiner als der Anodenstrom werden ( $I_{g2} \rightarrow 0$ ,  $I_a \rightarrow I_k$ ), geht die Formel (12) in (11) über. Man kann das Verhältnis zwischen dem Anodenstrom und den Hilfsgitterströmen zum Teil durch den Aufbau der Röhre beeinflussen. Ordnet man z. B. die Drähte des Schirmgitters so an, daß sie von der Katode aus gesehen zwischen den Windungen des Steuergitters liegen, so wird ein verhältnismäßig großer Schirmgitterstrom fließen. In einer Anordnung, in der die Drähte des Schirmgitters durch das Steuergitter abgeschirmt werden, kann der Schirmgitterstrom bei gleichem Anodenstrom entsprechend kleiner sein.

Alle bisher angegebenen Rauschwiderstände gelten für Verwendung der Röhre als Geradeausverstärker. Benützt man die betreffende Röhre als Mischröhre, so steigt der Rauschwiderstand beträchtlich an. Wir haben gesehen, daß Hexoden durch die Art ihres Aufbaues von vornherein einen verhältnismäßig großen Rauschwiderstand besitzen. Will man deshalb eine möglichst rauscharme Mischstufe aufbauen, so wird man auf eine multiplikative Mischung verzichten und eine rauscharme Pentode – oder noch besser eine Triode – zur additiven Mischung verwenden.

Für multiplikative Mischung in einer Hexode gilt ungefähr [1]:

$$R_a = 10 \frac{I_a}{S_a^2} \quad (13)$$

$S_a$  bedeutet dabei die Mischsteilheit in mA/V.

1) Die Dimension dieser Formel ist richtig. Der Faktor 20 hat nämlich die Dimension „Volt<sup>-1</sup>“. Etwas Ähnliches gilt für Formel (12).

## Das Empfangerrauschen bei AM- und FM-Empfang

Es ergeben sich nach dieser Formel für übliche Mischstufen Rauschwiderstände zwischen 50 und 80 k $\Omega$ . Die in einer solchen Mischstufe entstehende Rauschspannung ist also verhältnismäßig groß.

Vielfach ist es aber gar nicht notwendig, die Mischstufe besonders rauscharm aufzubauen. So kann man meist durch eine genügend große HF-Vorverstärkung bessere Ergebnisse erzielen, als durch Verkleinern des Rauschwiderstandes der Mischröhre.

### 3. Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Kreisrauschen

Die Resonanzwiderstände von Alstimmkreisen ändern sich stark mit der Empfangsfrequenz. Eine Übersichtsrechnung soll diese Tatsache erläutern. Bekanntlich erhält man den Resonanzwiderstand eines Kreises, wenn man einen seiner Blindwiderstände für die Resonanzfrequenz durch die Kreisdämpfung dividiert (bzw. mit der Kreisgüte multipliziert). Es gilt also für den Resonanzwiderstand  $R_k$  eines Einzelkreises:

$$R_k = \frac{\omega_r \cdot L}{d} = \omega_r \cdot L \cdot G \quad (14)$$

bzw.

$$R_k = \frac{1}{\omega_r \cdot C \cdot d} = \frac{G}{\omega_r \cdot C} \quad (15)$$

Dabei bedeuten:

$$\omega_r = 2 \pi f_r$$

$f_r$  die Resonanzfrequenz

$L$  die Selbstinduktion des Alstimmkreises

$C$  die Kapazität des Alstimmkreises

$d$  die Kreisdämpfung

$$G = \frac{1}{d} \text{ die Kreisgüte.}$$

Nehmen wir der Einfachheit halber an, daß man Alstimmkreise für alle Frequenzen stets mit der gleichen Dämpfung von  $d = 0,01 = 1\%$  (entsprechend einer Kreisgüte von  $G = 100$ ) herstellen kann, so werden wir in üblichen Aufbauten im Mittelwellenbereich folgende Resonanzwiderstände erhalten:

a) bei 500 kHz = 600 m wird die gesamte Kreiskapazität etwa 550 pF betragen. Es gilt dann:

$$R_k = \frac{100}{0,28 \cdot 5 \cdot 10^3 \cdot 5,5 \cdot 10^{-10}} = 57,9 \text{ k}\Omega$$

## *Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Kreisrauschen*

b) bei 1500 kHz  $\approx$  200 m wird die Kreiskapazität nur noch etwa 60 pF betragen. Der Resonanzwiderstand eines Einzelkreises errechnet sich dann mit:

$$R_k = \frac{100}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 6 \cdot 10^{-11}} = 177 \text{ k}\Omega$$

Der Resonanzwiderstand ist also bei 1500 kHz merklich größer, als bei 500 kHz. Das ist auch der Grund dafür, daß empfindliche Rundfunkempfänger im Mittelwellenbereich um so stärker rauschen, je kürzer die eingestellte Wellenlänge ist.

Man kann ähnliche Rechnungen auch für die anderen Wellenbereiche durchführen und kommt dann zu Werten, wie sie in der nachstehenden Tabelle 1 zusammengestellt sind.

**Tabelle 1**

Resonanzwiderstände von Alufilmkreisen mit 1% Dämpfung

Resonanzfrequenz	Wellenlänge	angenommene Kreiskapazität	Resonanzwiderstand
150 kHz	2000 m	550 pF	193 k $\Omega$
300 kHz	1000 m	170 pF	409 k $\Omega$
500 kHz	600 m	55 pF	57,9 k $\Omega$
1500 kHz	200 m	60 pF	177 k $\Omega$
6 MHz	50 m	550 pF	4,9 k $\Omega$
30 MHz	15 m	50 pF	15,9 k $\Omega$
90 MHz	3,33 m	25 pF	7,09 k $\Omega$
100 MHz	3 m	20,5 pF	7,04 k $\Omega$

Diese Zahlen ergeben sofort ein Bild darüber, wo man eingreifen kann, um die Rauschspannung eines Empfängers zu verkleinern. Die Rauschspannung steigt nach (9) unter sonst gleichen Bedingungen mit der Wurzel aus der Summe  $R_k + R_n$  linear an. Nun liegen die äquivalenten Rauschwiderstände der meisten handelsüblichen HF-Pentoden bei 10 k $\Omega$  oder darunter. Bei Mischhexoden liegen die entsprechenden Werte höher, bis etwa 80 k $\Omega$ . Es hat also offensichtlich wenig Sinn, im Lang- und Mittelwellenbereich darauf zu achten, daß der Rauschwiderstand der Eingangs- röhre besonders klein bleibt. Selbst wenn man ihren äquivalenten Rauschwiderstand mit 80 k $\Omega$  annimmt, wird dadurch das Niveau der gesunden Rauschspannung nur unwesentlich beeinflußt. Bei 300 kHz liegt der Kreiswiderstand bei 400 k $\Omega$ , eine Erhöhung um weitere 80 k $\Omega$  vergrößert also die gesamte Rauschspannung nur um etwa 10%. Selbst im ungünstigsten

Fall, am langwelligen Ende des Mittelwellenbereichs (bei 500 kHz), würde bei Verwendung einer solchen Röhre die Rauschspannung nur rund um 1 : 1,5 gegenüber einer ideal rauschfreien Röhre ansteigen.

Anders liegen die Verhältnisse im Kurzwellenband. Hier muß man mit Kreiswiderständen zwischen etwa 5 und 15 k $\Omega$  rechnen. Eine Mischhexode in der ersten Stufe vergrößert also das Empfängerrauschen bereits im Verhältnis von etwa 1 : 2,5 bis 1 : 4,1. Man wird deshalb bei hochwertigen Kurzwellen-Empfängern stets mit Vorteil eine rauscharme Eingangsrohre vor der Mischstufe vorsehen. Damit eine solche Röhre aber die Rauschverhältnisse merklich verbessert, muß sie soviel Verstärkung besitzen, daß sie praktisch allein das Rauschniveau bestimmt. Man wird deshalb von einer solchen Röhre wenigstens eine 8- bis 9fache Stufenverstärkung verlangen müssen.

Noch höhere Ansprüche an die Eingangsrohre stellt der UKW-Empfänger. In Tabelle 1 sind zwar Kreiswiderstände von 7 bis 8 k $\Omega$  für diesen Bereich angegeben. Man darf aber nicht vergessen, daß parallel zu einem solchen UKW-Abstimmkreis in der Regel die Gitter-Katodenstrecke einer Röhre liegt. Diese Strecke besitzt zwischen 90 und 100 MHz einen elektromechanischen Eingangswiderstand  $R_e$ , der oft unter 1 k $\Omega$  liegt und im besten Fall auf einige Kilohm ansteigt. Überdies wird durch die im UKW-Bereich übliche feste Antennenkopplung der Kreiswiderstand nochmals heruntergesetzt. Man kann deshalb hier selbst bei Verwendung von so hochwertigen Röhren wie EF 80 oder EF 85 nur mit Kreiswiderständen von 1 bis 1,2 k $\Omega$  rechnen. Der Rauschwiderstand der angeschlossenen Röhre bestimmt dann weitgehend das Empfängerrauschen.

#### **4. Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Röhrenrauschen**

Die äquivalenten Rauschwiderstände von Röhren sind weitgehend frequenzunabhängig. Das schließt nicht aus, daß sich die Größe von  $R_a$  mit den Schaltungsbedingungen scheinbar ändert. Besonders im UKW-Band kann man solche Erscheinungen oft beobachten. So beträgt der äquivalente Rauschwiderstand der ECH 42 im Mittelwellenbereich etwa 70 bis 80 k $\Omega$ . Im UKW-Gebiet kann man dagegen bei der gleichen Röhre oft Rauschwiderstände von nur 30 k $\Omega$  einwandfrei messen.

Da solche Änderungen von  $R_a$  jedoch als Sekundäreffekte anzusehen sind, sollen sie im Nachstehenden unberücksichtigt bleiben.

Dagegen muß man beachten, daß der äquivalente Rauschwiderstand einer Röhre beim Regeln ansteigt. Automatische Regelung der Einstufstufen eines Empfängers verschlechtern daher stets dessen Rauschabstand. Praktisch wird man jedoch meist beobachten können, daß der Rausch-

## *Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Röhrenrauschen*

pegel eines solchen Empfängers beim Empfang eines stärker einfallenden Senders (also dann, wenn die automatische Fadingregelung wirksam wird) absinkt. Das ist dadurch zu erklären, daß in solchen Fällen die Verstärkung des Empfängers sich gleichzeitig schneller verkleinert, als die Rauschspannung ansteigt.

Für unsere weiteren Überlegungen wollen wir aber annehmen, daß stets der von den Röhrenherstellern angegebene günstigste Arbeitspunkt eingehalten wird.

Bei hohen Frequenzen macht sich zusätzlich zu  $R_k$  auch noch der elektronische Eingangswiderstand  $R_o$  der Röhre bemerkbar. Dieser Eingangswiderstand hat zunächst alle Merkmale eines ohmschen Widerstandes. Er wird deshalb einen der Röhre vorgeschalteten Abstimmkreis ebensoviel bedämpfen, wie dies ein ohmscher Widerstand gleicher Größe tun würde.

In bezug auf sein Rauschen verhält sich der Eingangswiderstand jedoch so, als ob er sich auf einer Temperatur von etwa  $5,5 T_o$  befinden würde (11). Diesen Umstand muß man berücksichtigen, wenn man  $R_o$  mit den übrigen Rauschwiderständen zusammensetzt.

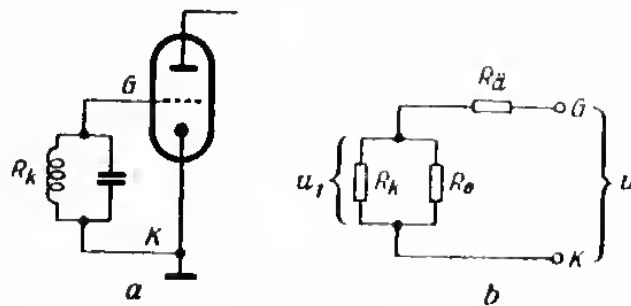


Bild 5. Der Einfluß des elektronischen Eingangswiderstandes einer Röhre

**Beispiel 5.** Es ist die Rauschspannung zu ermitteln, die am Gitter einer Röhre wirksam wird, die nach Bild 5 geschaltet ist. Es sollen betragen:

$$R_k = 6 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 2 \text{ k}\Omega$$

$$R_k = 5 \text{ k}\Omega$$

Die übertragene Bandbreite: 20 kHz.

Man kann das Schaltbild 5a durch eine Widerstandskombination nach 5b ersetzen. Zunächst soll die Rauschspannung  $u_i$  je 1 Hz Bandbreite an der



## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

Parallelschaltung von  $R_k$  und  $R_o$  ermittelt werden. Da  $R_k$  mit  $T_o$ ,  $R_o$  jedoch mit  $5,5 T_o$  rauscht, können wir nach (8) schreiben:

$$u_1^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot \frac{\frac{1}{6000} + \frac{5,5}{2000}}{\left(\frac{1}{6000} + \frac{1}{2000}\right)^2} = 1,05 \cdot 10^{-18}$$

$u_1$  setzt sich mit der von  $R_k$  erzeugten Rauschspannung quadratisch zu  $u$  zusammen. Für die an  $R_k$  stehende Rauschspannung  $u_{Rk}$  gilt nach (2):

$$u_{Rk}^2 = 16 \cdot 10^{-21} \cdot 5 \cdot 10^3 = 80 \cdot 10^{-18}$$

Daraus ergibt sich:

$$u^2 = u_1^2 + u_{Rk}^2 = 1,05 \cdot 10^{-18} + 80 \cdot 10^{-18} = 1,85 \cdot 10^{-16}$$

Berücksichtigt man jetzt noch die übertragene Bandbreite  $B$ , so ergibt sich schließlich:

$$U^2 = u^2 \cdot B = 1,85 \cdot 10^{-16} \cdot 2 \cdot 10^4 = 3,7 \cdot 10^{-12}$$

und somit:

$$U = \sqrt{3,7 \cdot 10^{-12}} = 1,92 \cdot 10^{-6} \text{ Volt}$$

## 5. Das Empfängerrauschen im Gebiet ultrakurzer Wellen

### a) Allgemeines

Die bisher angegebenen Methoden sind besonders gut dazu geeignet, die Rauschspannung  $U_{rg}$  am Gitter der Eingangsrohre zu ermitteln. Kennt man die Größe der Nutzspannung  $U_{Ng}$  an der gleichen Stelle, so kann man für den hochfrequenten Rauschabstand  $Q_{Hf}$  schreiben:

$$Q_{Hf} = \frac{U_{Ng}}{U_{rg}}$$

Von dieser Formel wird man vorteilhafter Weise dann Gebrauch machen, wenn der Rauschabstand von AM-Empfängern für die üblichen Rundfunkbereiche ermittelt werden soll. Man kennt hier meist den am Gitter der ersten Röhre wirksamen Kreiswiderstand und die Transformation zwischen den Antennenklemmen und dem ersten Gitter. Die Ermittlung des hochfrequenten Rauschabstandes ist dann nach dem Vorgesagten ohne weiteres möglich.

## Das Empfängerrauschen im Gebiet ultrakurzer Wellen

Beispiel 6. Welcher hochfrequente Rauschabstand ist unter folgenden Bedingungen zu erwarten:

Empfangsfrequenz .....	1 MHz
Vom empfangenen Sender an die Eingangsklemmen gelieferte Nutzspannung .....	100 $\mu$ V
Transformation zwischen den Eingangs- klemmen und dem Gitter der ersten Röhre .....	t : 4
Resonanzwiderstand des ersten Abstimmkreises...	$R_k = 80 \text{ k}\Omega$
Bandbreite des Empfängers .....	B = 8 kHz
Eingangsröhre .....	ECH 42

Wir wollen annehmen, daß die Antenne von sich aus nichts zum Rauschen beiträgt. Dann werden als Rauschquellen nur der Resonanzwiderstand des ersten Abstimmkreises und der äquivalente Rauschwiderstand der Eingangsröhre auftreten.

Der elektronische Eingangswiderstand wird bei 1 MHz mehrere Megohm groß sein und deshalb nach (8) zum Rauschen praktisch nichts beitragen ( $R_e$  wird durch den parallel liegenden, wesentlich kleineren Kreiswiderstand praktisch kurzgeschlossen). Der äquivalente Rauschwiderstand der ECH 42 ist ferner mit  $75 \text{ k}\Omega$  so groß, daß das Rauschen der nachgeschalteten Stufen vernachlässigt werden kann.

Am Gitter der ersten Röhre liegt also ein Gesamtwiderstand von  $R_k + R_a = 80 + 75 = 155 \text{ k}\Omega$ .

Bei einer Bandbreite des Empfängers von 8 kHz gilt also für die am Gitter der ECH 42 wirksame Rauschspannung:

$$U^2 = 4 k T_0 \cdot 1,55 \cdot 10^5 \cdot 8 \cdot 10^3 = 19,84 \cdot 10^{-12}$$

$$U = 4,46 \mu\text{V}$$

Die Eingangsspannung von 100  $\mu$ V wird zum Gitter im Verhältnis 1 : 4, d. i. auf 400  $\mu$ V transformiert. Der hochfrequente Rauschabstand am Gitter beträgt also  $400 : 4,46 = 89,7$ .

Im Prinzip kann man auf diese Weise auch den hochfrequenten Rauschabstand von UKW-Empfängern ermitteln. Da man in diesem Frequenzgebiet jedoch meist in der Nähe der optimalen Leistungsanpassung arbeitet, darf man die gegenseitige Beeinflussung von Antenne und Empfängereneingang nicht mehr vernachlässigen. Es empfiehlt sich deshalb, hier ein anderes Verfahren anzuwenden, bei dem man sich die gesamte Rauschspannung auf die Eingangsklemmen des Empfängers reduziert denkt. Man kann dann diese reduzierte Rauschspannung unmittelbar mit der

## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

von der Antenne abgegebenen Nutzspannung vergleichen und erhält so wieder den hochfrequenten Rauschabstand.

Überdies ermöglicht diese Methode, die  $kT_0$ -Zahl des Empfängers auf verhältnismäßig einfache Weise zu errechnen.

### b) Ermittlung der auf die Antennenklemmen umgerechneten gesamten Rauschspannung

In Bild 6 ist das Schaltbild der Eingangsstufe eines UKW-Empfängers dargestellt. Die Parallelschaltung des Kreiswiderstandes  $R_k$  und des elek-

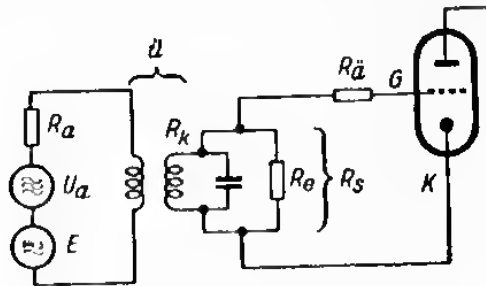


Bild 6. Eingangsstufe mit Antennenkreis

tronischen Eingangswiderstandes  $R_e$  soll mit  $R_s$  bezeichnet werden. Es gilt also:

$$R_s = \frac{R_k \cdot R_e}{R_k + R_e} \quad (16)$$

Wenn die Rauschtemperatur von  $R_e$   $5,5 kT_0$  beträgt <sup>1)</sup>, so gilt für die an  $R_s$  stehende Rauschspannung nach (8):

$$u_s^2 = 4 k T_0 \cdot \frac{\frac{1}{R_k} + \frac{5,5}{R_e}}{\left(\frac{1}{R_k} + \frac{1}{R_e}\right)^2} = 4 k T_0 \cdot R_s \cdot \frac{R_e + 5,5 R_k}{R_e + R_k}$$

Setzt man:

$$M = \frac{R_e + 5,5 R_k}{R_e + R_k}$$

<sup>1)</sup> Gilt nur angenähert, da  $R_e$  sich aus zwei Teilen zusammensetzt: 1. aus dem eigentlichen elektronischen Eingangswiderstand, der mit der 1,4fachen Katodentemperatur rauscht, und 2. aus Einflüssen der Elektrodenzuleitungen (besonders der Kathodenleitung). Man macht jedoch bei den üblichen für UKW verwendeten Pentoden keinen großen Fehler, wenn man annimmt, daß das gesamte  $R_e$  sich auf einer Temperatur von etwa  $5,5 T_0$  befindet.

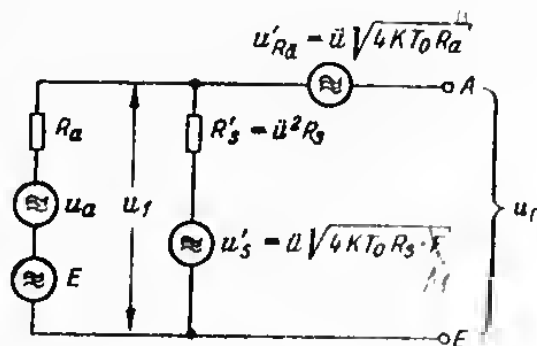
## Ermittlung der auf die Antennenklemmen umgerechneten Rauschspannung

so geht dieser Ausdruck über in:

$$u_s^2 = 4kT_0 \cdot R_s \cdot M$$

Die Widerstände  $R_a$  und  $R_s$  sollen mit der Raumtemperatur  $T_0$  rauschen. Die an ihnen stehenden Rauschspannungen kann man also leicht in üblicher Weise ermitteln.

Bild 7. Ersatzschaltbild für eine Anordnung nach Bild 6. In der Formel für  $u'_s$  muß an letzter Stelle statt  $F$  richtig  $M$  stehen



Die verschiedenen Rauschspannungen haben in Bild 6 ihren Sitz teilweise auf der Antennen- und teilweise auf der Gitterseite. Ein Transformator mit dem Übersetzungsverhältnis  $\ddot{u}$  stellt die Verbindung her.  $\ddot{u}$  ist dabei als Verhältnis der Spannung an den Antennenanschlüssen zur Schwingkreisspannung definiert.

Wir können uns deshalb alle Größen von der Gitterseite auf die Antennenseite in bekannter Weise transformiert denken, wenn wir die Widerstände mit  $\ddot{u}^2$  und die Spannungen mit  $\ddot{u}$  multiplizieren.

Bild 6 geht dann in Bild 7 über. Wenn wir die an der Parallelschaltung von  $R_a$  und  $R'_s$  stehende Summen-Rauschspannung  $u_1$  ermitteln wollen, so müssen wir bedenken, daß sich  $u_a$  und  $u'_s$  jeweils an den beiden in Serie liegenden Widerständen  $R_a$  und  $R'_s$  teilen. Es muß also gelten:

$$u_1^2 = \left( u_a \cdot \frac{R'_s}{R_a + R'_s} \right)^2 + \left( u'_s \cdot \frac{R_a}{R_a + R'_s} \right)^2$$

Nach Einsetzen der Beziehungen

$$R'_s = \ddot{u}^2 R_s \quad u'_s = \ddot{u} \sqrt{4kT_0 R_s \cdot M}$$

erhalten wir

$$u_a = \sqrt{4kT_0 R_a}$$

$$u_1^2 = 4kT_0 \cdot R'_s \cdot \frac{\frac{R'_s}{R_a} + M}{\left( 1 + \frac{R'_s}{R_a} \right)^2}$$

Der Ausdruck  $\frac{R'_s}{R_s}$  stellt offensichtlich die Anpassung des Empfängereingangs an die Antenne dar. Setzen wir

$$a = \frac{R'_s}{R_s},$$

so können wir  $n_1^2$  auch so ausdrücken:

$$n_1^2 = 4kT_0 \cdot R'_s \cdot \frac{n + M}{(1 + a)^2}$$

Um die zwischen den Klemmen A und E wirksame gesamte Rauschspannung  $u_r$  (bezogen auf 1 Hz Bandbreite) zu erhalten, müssen wir jetzt noch  $n_1$  und  $n'_{R_0}$  quadratisch zusammensetzen. Wir errechnen auf diese Weise:

$$n_r^2 = n_1^2 + i^2 \cdot 4 \cdot kT_0 \cdot R_0 = 4 \cdot kT_0 \cdot R'_s \cdot \left[ \frac{a + M}{(1 + a)^2} + \frac{i^2 R_0}{R'_s} \right]$$

Benützen wir die Beziehung  $R'_s = i^2 R_0$ , so können wir schließlich auch schreiben:

$$n_r^2 = 4kT_0 \cdot R'_s \cdot \left[ \frac{a + M}{(1 + a)^2} + \frac{R_0}{R'_s} \right] \quad (17)$$

Diese Formel zeigt eine unverkennbare Ähnlichkeit mit (2), wo die Rauschspannung eines einzelnen Widerstandes ermittelt wurde. Offensichtlich stellt der in (17) eingeklammerte Ausdruck einen Faktor dar, mit dem man den Eingangswiderstand  $R'_s$  des Empfängers multiplizieren muß, um den auf die Eingangsklemmen des Empfängers umgerechneten äquivalenten Rauschwiderstand der gesamten Eingangsschaltung zu erhalten. Er soll deshalb in der Folge stets als „Umrechnungsfaktor“  $W$  bezeichnet werden. Nach (17) muß gelten:

$$W = \frac{a + M}{(1 + a)^2} + \frac{R_0}{R'_s} \quad (18)$$

Ermitteln wir die Größe von  $W$  für eine bestimmte Eingangsschaltung, so können wir für einen beliebigen Anpassungswiderstand  $R'_s$  des Empfängereingangs die gleichwertige Rauschspannung an den Antennenklemmen bestimmen. Es gilt dann für die übertragene Bandbreite  $B$ :

$$U_r = \sqrt{4kT_0 \cdot W \cdot R'_s \cdot B} \quad (19)$$

### c) Anpassung des Empfängereingangs auf besten Rauschabstand

In Bild 7 wurde in Serie mit der Rausch-EMK des Antennenwiderstandes auch eine Nutz-EMK  $E$  eingezeichnet. Für diese Nutzspannung tritt über

### *Anpassung des Empfängereingangs auf besten Rauschabstand*

den Innenwiderstand der Antenne ( $R_a$ ) und den Eingangswiderstand des Empfängers ( $R'_s$ ) eine Spannungsteilung auf. Die beste Leistungsübertragung erfolgt über  $R_a = R'_s$ . Am Empfängereingang bleibt dann die Hälfte der Nutz-EMK stehen. Dieser Fall der besten Leistungsanpassung ergibt aber nicht gleichzeitig den besten Rauschabstand. Es läßt sich vielmehr nachweisen, daß man  $R'_s$  größer als  $R_a$  machen muß, um das Rauschoptimum zu erhalten.

Für die richtige Auslegung eines Empfängers ist es wichtig zu wissen, wie groß die günstigste Überanpassung  $a = \frac{R'_s}{R_a}$  sein muß.

Die EMK  $E$  teilt sich an  $R_a$  und  $R'_s$  so, daß an den Antennenklemmen eine Nutzspannung  $U_N$  stehen bleibt:

$$U_N = E \cdot \frac{R'_s}{R_a + R'_s} \quad (20)$$

Das Verhältnis der Spannungen aus (20) und (19) muß unmittelbar den hochfrequenten Rauschabstand  $Q_{Hf}$ , bezogen auf die Eingangsklemmen des Empfängers ergeben. Es gilt also:

$$Q_{Hf} = \frac{U_N}{U_r} = \frac{E \cdot \frac{R'_s}{R_a + R'_s}}{\sqrt{4 k T_0 R'_s \left[ \frac{(a + M)}{(1 + a)^2} + \frac{R_a}{R_s} \right]} \cdot B}$$

Diese Gleichung kann man auch in folgende Form bringen:

$$Q_{Hf} = \frac{E}{2 \sqrt{k T_0 R_a \cdot B} \sqrt{a \cdot \frac{R_a}{R_s} + \frac{1}{a} \left( M + \frac{R_a}{R_s} \right) + 1 + 2 \frac{R_a}{R_s}}}$$

Wenn wir feststellen wollen, für welchen Wert von  $a = \frac{R'_s}{R_a}$  der Rauschabstand ein Maximum wird, müssen wir offensichtlich den Ausdruck unter der zweiten Wurzel nach  $a$  differenzieren und die erste Ableitung gleich Null setzen. Führt man diese Rechenoperation durch, so erhält man:

$$a_{opt} = \left( \frac{R'_s}{R_a} \right)_{opt} = \sqrt{\frac{R_s}{R_a} \cdot M + 1} \quad (21)$$

Durch Einsetzen von  $R'_s = a_{opt} \cdot R_a$  in (19) kann man die auf die Antennenklemmen bezogene Rauschspannung ermitteln. Bei der Bestimmung der Nutzspannung an der gleichen Stelle muß man allerdings die Spannungsteilung nach (20) berücksichtigen.

d) Näherungsformel zur Ermittlung der auf die Antennenklemmen reduzierten Rauschspannung

Es sei angenommen, daß der elektronische Eingangswiderstand der verwendeten Röhre mit der Zimmertemperatur  $T_0$  rauscht. Die Anpassung des Empfängers sei so, daß beste Leistungsübertragung erfolgt.

Unter diesen Bedingungen wird  $M \approx 1$ ,  $R_n \approx R_a$  und somit  $a = 1$ . Die Formel (17) geht dann über in:

$$a_r^2 \approx 4 k T_0 \cdot R_a \left( \frac{1}{2} + \frac{R_a}{R_k} \right) \quad (22)$$

$R_n$  war der Widerstand, der sich aus der Parallelschaltung des Kreiswiderstandes  $R_k$  mit dem elektronischen Eingangswiderstand  $R_e$  ergab.

Verwendet man einen sehr guten Abstimmkreis, so wird  $R_k \gg R_e$  und es wird  $R_n \approx R_e$ . Die Formel (22) geht dann über in:

$$a_r^2 \approx 4 k T_0 \cdot R_e \left( \frac{1}{2} + \frac{R_a}{R_e} \right)$$

Man kann diesen Ausdruck zum schnellen Beurteilen der Güte einer Röhre verwenden. Man sieht sofort, daß die Röhre um so rauschärmer wird, je kleiner das Verhältnis  $R_a/R_e$  ist.

Für alle genaueren Überschlagsrechnungen sollte man jedoch stets den Einfluß des Kreiswiderstandes berücksichtigen,

$$R_n \approx \frac{R_k R_e}{R_k + R_e} \quad \text{bilden und dann die Formel (22)}$$

benützen. Der Umrechnungsfaktor ergibt sich dann mit:

$$W \approx \frac{1}{2} + \frac{R_a}{R_n} \quad (23)$$

Wie die nachstehende Tabelle 2 zeigt, liegen die nach (23) errechneten Werte von  $W$  außerordentlich nahe an den aus (21) und (18) bestimmten. Dieses Ergebnis konnte man zunächst nicht erwarten, denn bei der Bestimmung von  $W$  nach (23) wurden ja zwei wichtige Tatsachen vernachlässigt: einmal wurde angenommen, daß  $R_e$  mit der Rauschtemperatur  $T_0$  rauscht, zum anderen wurde zwischen Antenne und Empfänger optimale Leistungsanpassung vorausgesetzt. Die dadurch entstehenden Fehler wirken sich jedoch so entgegen, daß die nach (23) errechneten Umrechnungsfaktoren den gemessen — für Anpassung auf Rauschminimum — bestimmten Werten sehr nahe kommen. Diese Übereinstimmung besteht allerdings nur für das 100-MHz-Band und bei Verwendung eines Abstimmkreises mit einem Resonanzwiderstand von etwa 6 k $\Omega$ .

# Näherungsformel zur Ermittlung reduzierter Rauschspannung

Tabelle 2

Röhre	kΩ R <sub>a</sub> 100 MHz	kΩ R <sub>k</sub>	kΩ R <sub>a</sub> ≈ 6 R <sub>k</sub> 5 + R <sub>k</sub>	M ≈ R <sub>a</sub> + 5,5 R <sub>k</sub> R <sub>a</sub> + R <sub>k</sub>	Umrechnungs-faktor W		a <sub>opt</sub> <sup>12</sup> R' <sub>a</sub> R <sub>a</sub>	kTo-Zahl		Für Q <sub>nt</sub> ≈ 1 sind μV Sen- der-EMK nötig bei B = 2 × 10 kHz:			
					ge- nau	nah Nähe- rungs- for- mel		ge- nau	nah Nähe- rungs- for- mel	70-Ω- Antenne		240-Ω- Antenne	
										opti- male Lei- stung	opti- males Rau- schen	opti- male Lei- stung	opti- males Rau- schen
EF 11	3,3	9	2,13	3,91	5,15	4,7,0	1,59	21,15	18,9	0,094	0,69	1,285	1,28
EF 12	3	5	2	4	3,32	3,0	1,61	14	12	0,58	0,561	1,074	1,04
EF 13	2	3	1,5	4,38	2,79	2,5	1,79	12,15	10	0,545	0,539	1,013	0,990
EF 14	0,5	0,85	0,461	5,16	2,66	2,35	1,95	11,88	9,38	0,55	0,517	1,02	0,917
EF 15	1,2	1,2	1	4,75	1,83	1,7	2,23	8,74	6,8	0,106	0,143	0,9	0,822
EF 41	5	6,5	2,73	3,46	3,14	2,88	1,57	13,2	11,53	0,56	0,515	1,01	1,01
EF 42	1,25	0,75	1,32	4,72	1,04	1,07	3,05	5,69	4,37	0,021	0,335	0,785	0,651
EF 43	2,3	1,7	1,66	4,25	1,63	1,53	2,27	7,67	6,1	0,157	0,115	0,816	0,769
EF 80	3,5	1	2,21	3,84	0,87	0,95	3,08	4,77	3,81	0,386	0,325	0,715	0,602
EF 85	4	1,4	2,4	3,7	1,05	1,08	2,71	5,34	4,33	0,397	0,345	0,745	0,649
ECF 12 Pentode	3,5	5	2,21	3,84	3,05	2,76	1,61	13	11,05	0,558	0,531	1,035	0,990
ECH 11	1,5	80	1,2	4,6	68,04	67,25	1,055	273	261	2,472	2,48	4,57	4,6
ECH 42	1,8	75	1,38	4,46	55,62	54,75	1,04	222	219	2,231	2,24	4,13	4,15
EC 92*	13	7,7	3,1	2,42	2,5	2,38	1,51	10,62	9,52	0,494	0,493	0,14	0,895

Der Umrechnungsfaktor W ist für optimale Rauschanpassung angegeben

\* Als additive Mischröhre

Die Tabelle 2 bringt eine Zusammenstellung aller gängigen Eingangs-  
röhren. Es sind dort für ein  $R_k = 6 k\Omega$  die Werte von  $M$  und  $a_{opt}$  zusam-  
mengestellt. Ebenso sind die Umrechnungsfaktoren für optimale Rausch-  
abstand-Anpassung mit den nach (23) errechneten Näherungswerten ver-  
glichen.

Die letzten Spalten geben an, welche EMK des Nutzsenders notwendig  
ist, um einen hochfrequenten Rauschabstand  $Q_{nt} \approx 1$  bei Antennenwider-  
ständen von 70 und 240 Ohm zu erzeugen. Wichtig ist es dabei, zu be-  
achten, daß moderne Messender meist so geeicht werden, daß ihre Ab-  
lesung den Spannungswert an einem auf optimale Leistungsabgabe ange-  
paßten Meßobjekt angibt. Die Messender-EMK, mit welcher wir die  
letzten Spalten von Tabelle 2 vergleichen müssen, ist deshalb doppelt so



groß, wie die am Meßsender abgelesene Spannung. Wenn also nach Tabelle 2 bei Verwendung einer EF 80 und bei Anpassung auf besten Rauschabstand eine Meßsender-EMK von  $0,325 \mu\text{V}$  für  $Q_{\text{eff}} = 1$  angegeben ist, so bedeutet die vorstehende Überlegung, daß man an einem angeschlossenen Meßsender eine Spannung von  $0,325 : 2 = 0,1625 \mu\text{V}$  ablesen müßte.

Beispiel 2. Bei Verwendung einer EF 80 in der Eingangsstufe eines Empfängers soll ermittelt werden:

1. Welchen Eingangswiderstand muß der Empfänger erhalten, damit bei Verwendung einer Antenne von  $70 \text{ Ohm}$  Innenwiderstand der beste Rauschabstand besteht?

2. Welcher hochfrequente Rauschabstand ist bei einer Meßsenderableitung von  $5 \mu\text{V}$  zu erwarten? Der Meßsender soll dabei einen Innenwiderstand von  $70 \text{ Ohm}$  besitzen, die wirksame Bandbreite soll  $20 \text{ kHz}$  sein.

Zu 1.: Aus Tabelle 2 ergibt sich für die EF 80:

$$n_{\text{opt}} = \left( \frac{R'_s}{R_a} \right)_{\text{opt}} = 3,08$$

Für  $R_a = 70 \text{ Ohm}$  ergibt sich also ein günstigster Anpassungswiderstand

$$R'_a = 3,08 \cdot 70 = 215,6 \text{ Ohm.}$$

Zu 2.:

Der Umrechnungsfaktor für die gewünschten Betriebsbedingungen beträgt nach Tabelle 2:

$$W = 0,87$$

Für die an den Antennenklemmen zu erwartende Rauschspannung muß obagegen:

$$U_r = \sqrt{4 k T_0 W R'_s R} = \sqrt{4 \cdot 16 \cdot 10^{-20} \cdot 0,87 \cdot 215,6 \cdot 2 \cdot 10^4} = 0,345 \mu\text{V}$$

Der Meßsender ist auf eine EMK von  $2 \times 5 = 10 \mu\text{V}$  eingestellt. Diese EMK teilt sich zwischen dem Innenwiderstand des Meßsenders ( $70 \text{ Ohm}$ ) und dem Eingangswiderstand des Empfängers ( $215,6 \text{ Ohm}$ ) so, daß an den Antennenklemmen stehen bleiben:

$$U_N = 10 \cdot \frac{215,6}{70 + 215,6} = 7,55 \mu\text{V}$$

Der hochfrequente Rauschabstand beträgt also:

$$Q_{\text{eff}} = \frac{U_N}{U_r} = \frac{7,55}{0,345} = 21,8$$

Das gleiche Verhältnis hätten wir übrigens erhalten, wenn wir so gerechnet hätten:

### *Bestimmung der auf die Antennenklemmen umgerechneten Rauschspannung*

Laut Tabelle 2 sind für den gewählten Betriebsfall 0,325  $\mu\text{V}$  Sender-EMK nötig, um  $Q_{\text{M}} = 1$  zu erzeugen. Für eine EMK von 10  $\mu\text{V}$  wird also gelten:

$$Q_{\text{M}} = \frac{10}{0,325} = 30,8$$

#### **e) Bestimmung der auf die Antennenklemmen umgerechneten Rauschspannung, wenn nachgeschaltete Empfängerstufen berücksichtigt werden sollen**

Wenn die Verstärkung der Eingangsstufe nicht besonders groß ist, so wird u. U. auch noch die zweite Stufe zum Empfängergeräusch einen merklichen Beitrag leisten.

Man kann diesen Beitrag auch durch den Umrechnungsfaktor erfassen. Man kann nämlich durch einen ähnlichen Ansatz wie oben und unter Beachtung von (10) für diesen Fall errechnen:

$$W' = W + \frac{R_g}{R_a \cdot V^2} \quad (24)$$

Darin bedeuten:

$W$  . . . . den Umrechnungsfaktor der Eingangsstufe nach (18) oder (23),

$R_g$  . . . . die Summe der Rauschwiderstände am Gitter der zweiten Röhre,

$R_a = \frac{R_k \cdot R_e}{R_k + R_e}$  . . . . den wirksamen Widerstand am Gitter der ersten Röhre,

$V$  . . . . die Verstärkung zwischen den Gittern der ersten und zweiten Röhre.

Diesen neuen Umrechnungsfaktor kann man jetzt in gewohnter Weise verwenden und erhält dann ohne weiteres richtige Ergebnisse<sup>1)</sup>.

Durch den Rauschanteil an der zweiten Röhre wird sich u. U. das Optimum des Anpassungswiderstandes an den Empfängerklemmen verschieben. Will man diese Verschiebung berücksichtigen, so kann man in ähnlicher Weise wie oben finden;

1) Eine Vernachlässigung wurde hier allerdings gemacht:  $R_g$  wurde als die Summe aller Rauschwiderstände am Gitter der zweiten Röhre definiert. Dabei wurde die höhere Rauschtemperatur des elektronischen Eingangswiderstandes der zweiten Röhre stillschweigend vernachlässigt. Da jedoch der Rauschanteil der zweiten Röhre meist klein sein wird, wirkt sich dieser Fehler kaum aus.

$$a_{\text{opt}} = \left( \frac{R'_s}{R_a} \right)_{\text{opt}} = \sqrt{M \cdot \frac{R_s}{R_a + \frac{R_2}{V_2}} + 1} \quad (25)$$

$R_a$  ist hier wieder der äquivalente Rauschwiderstand der ersten Röhre. Für  $R_2 = 0$  oder  $V = \infty$  geht (25) in (21) über. Man kann ferner anstatt (25) auch die Formel (21) benutzen, wenn man dort an Stelle von  $R_a$  die Summe der auf das erste Gitter reduzierten Rauschwiderstände

$$R_a + \frac{R_2}{V_2} \quad \text{einsetzt.}$$

**Beispiel 8.** Die Eingangsstufe nach Beispiel 7 soll eine Verstärkung  $V = 5$  besitzen. Als zweite Röhre soll eine ECH 42 mit einem  $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$  Verwendung finden. Wie ändern sich dadurch Rauschspannung und Rauschabstand?

Wir müssen zunächst den Umrechnungsfaktor  $W'$  ermitteln. Nach (24) gilt:

$$W' = W + \frac{R_2}{R_s \cdot V_2}$$

Aus Tabelle 2 können wir  $W = 0,87$  und  $R_s = 2210 \text{ Ohm}$  entnehmen.

$$W' = 0,87 + \frac{75 \cdot 10^3}{2,21 \cdot 10^3 \cdot 25} = 2,23$$

Ferner gilt nach (25) mit  $M = 3,84$  aus Tabelle 2:

$$a_{\text{opt}} = \left( \frac{R'_s}{R_a} \right)_{\text{opt}} = \sqrt{3,84 \cdot \frac{2210}{1000 + \frac{75.000}{25}}} = 1,46$$

Der günstigste Anpassungswiderstand an eine Antenne mit  $70 \text{ Ohm}$  Innenwiderstand beträgt also:

$$R'_a = 70 \cdot 1,46 = 102 \text{ Ohm}$$

Die Rauschspannung an diesem Eingangswiderstand beträgt bei  $20 \text{ kHz}$  übertragener Bandbreite:

$$U_r = \sqrt{16 \cdot 10^{-21} \cdot 2,23 \cdot 102 \cdot 2 \cdot 10^4} = 0,27 \text{ }\mu\text{V}$$

Die Meßsender-EMK von  $10 \text{ }\mu\text{V}$  teilt sich auf zu

$$U_n = 10 \cdot \frac{102}{70 + 102} = 5,93 \text{ }\mu\text{V}$$

Der auf die Antennenklemmen bezogene hochfrequente Rauschabstand wird also bei  $10 \text{ }\mu\text{V}$  Meßsenderspannung betragen:

### **Rauschabstand und $kT_0$ -Zahl (Geräuschzahl)**

$$Q_{\text{Hf}} = \frac{U_N}{U_r} = \frac{5,93}{0,27} = 22$$

Wir sehen beim Vergleichen von Beispiel 7 und 8 wieder einmal, daß der Rauschanteil der zweiten Röhre meist unwesentlich ist. Trotz der hier recht ungünstig angenommenen Verhältnisse ( $R_2 = 75 \text{ k}\Omega$ ,  $V = 5$ ) hat sich der Rauschabstand gegen Beispiel 7 nur im Verhältnis  $30,8 : 22 = 1 : 0,714$  verschlechtert.

### **f) Rauschabstand und $kT_0$ -Zahl (Geräuschzahl)**

Der bisher errechnete Rauschabstand war stets abhängig von der Größe der Nutzspannung. Er ist also kein absolutes Maß für die Güte eines Empfängereingangs. Um eine absolute Definition dieser Güte zu erhalten, wurde von K. Fränz [2] und H. T. Friis [3] der Begriff der „Geräuschzahl“ geschaffen.

Man kann die Überlegungen, die zur Festlegung dieser Größe führten, etwa so darstellen:

Die Rauschspannung, die in den Eingangsstufen eines Empfängers wirksam wird, hängt von drei Faktoren ab:

- a) von der Güte des Empfängereingangs,
- b) von der Bandbreite des Empfängers,
- c) vom Widerstand der Antenne.

Um die Bewertung möglichst übersichtlich zu gestalten, sollte man eine Ausdrucksweise wählen, bei der die Bandbreite und der Antennenwiderstand keinen Einfluß auf das Ergebnis besitzen. Diesen Zustand kann man dadurch erreichen, daß man die Verhältnisse einmal immer nur für eine Bandbreite von 1 Hz untersucht, zum anderen aber dadurch, daß man nicht mit Rauschspannungen, sondern mit Rauschleistungen rechnet.

Man kann die Güte eines Empfängereingangs dann einfach dadurch ermitteln, daß man feststellt, welche maximale Rauschleistung in ihm entstehen kann. Aus Gründen der Zweckmäßigkeit wird dabei nicht die Leistung für eine bestimmte Bandbreite in Watt, sondern in Vielfachen der Größe  $kT_0$  gemessen. Dieses Vielfache von  $kT_0$  ist dann die Geräuschzahl.

Bei der Ermittlung der Geräuschzahl geht man folgendermaßen vor:

Man denkt sich zunächst alle im Empfänger vorhandenen Rauschquellen an die gleiche Stelle umgerechnet, an der die Antennen-EMK liegt. Dann stellt man fest, wie groß die Rauschleistung ist, die dem Empfängereingang „angeboten“ wird (d. h. welche größte Rauschleistung jetzt an die Eingangsklemmen des Empfängers geliefert werden kann). Ist die um-

gerechnete Rausch-EMK  $U$ , so wird offensichtlich (infolge der Spannungsteilung zwischen dem Innenwiderstand der Antenne und dem Eingangswiderstand des Empfängers) an den Empfänger eine maximale Rauschleistung

$$N = \frac{U^2}{4 R_a}$$

geliefert werden können. Will man diese Rauschleistung auf 1 Hz Bandbreite beziehen und in Vielfachen von  $kT_0$  ausdrücken, so muß man offensichtlich schreiben:

$$\frac{U^2}{4 R_a \cdot B} = F \cdot kT_0 \quad (26)$$

$F$  bedeutet dabei die Anzahl der Einheiten  $kT_0$ , also die „ $kT_0$ “- oder „Geräusch“-Zahl.

Dabei ist zu beachten, daß der beste Empfänger, der ideal denkbar wäre (d. h. ein Gerät mit rauschfreien Röhren und mit einer für das Rauschoptimum angekoppelten, mit Zimmertemperatur rauschenden Antenne), eine Geräuschzahl  $= 1$  besitzt.

Die  $kT_0$ - oder Geräuschzahl ist also gleichzeitig so gewählt worden, daß sie angibt, wieviel mal größer die an dem untersuchten Empfänger auftretende Rauschleistung ist, als in einem vergleichbaren idealen Empfänger. Besitzt ein Empfänger die  $kT_0$ -Zahl  $F$ , so heißt das demnach auch, daß man ihm  $\sqrt{F}$ -mal mehr Nutzspannung zuführen muß, als einem idealen Empfänger, um jeweils den gleichen Rauschabstand zu erhalten.

Wenn wir aus den bisher abgeleiteten Formeln die  $kT_0$ -Zahl bestimmen wollen, so können wir folgendermaßen vorgehen:

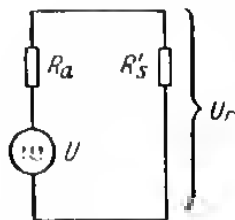


Bild 8. Spannungsteilung zwischen dem Innenwiderstand der Antenne und dem Eingangswiderstand eines Empfängers

Gleichung (19) gibt uns die an den Eingangsklemmen des Empfängers stehende Rauschspannung  $U_r$  an. Das ist also die Rauschspannung, die in Bild 8 an dem Eingangswiderstand  $R'_s$  des Empfängers auftritt. Wollen wir  $U_r$  durch eine gleichwertige Rausch-EMK  $U$  ersetzen, die an der gleichen Stelle liegt, wo wir sonst auch die Antennen-EMK einzeichnen, so muß gelten:

### Rauschabstand und $kT_0$ -Zahl (Geräuschzahl)

$$U_r = U \cdot \frac{R'_s}{R_a + R'_s}$$

oder

$$U = U_r \cdot \frac{R_a + R'_s}{R'_s} = U_r \frac{1 + a}{a}$$

Setzen wir diesen Wert von  $U$  in (26) ein, so erhalten wir:

$$\frac{U^2}{4R_a \cdot B} = \frac{U_r^2}{4R_a \cdot B} \cdot \frac{(1 + a)^2}{a^2} = F \cdot kT_0$$

$U_r$  ist aus Gleichung (19) bekannt. Wir können also auch schreiben:

$$\frac{4 kT_0 \cdot W \cdot R'_s \cdot B}{4R_a \cdot B} \cdot \frac{(1 + a)^2}{a^2} = F \cdot kT_0$$

Diese Form läßt sich leicht überführen in:

$$F = \frac{(1 + a)^2}{a} \cdot W \quad (27)$$

Wir können also aus dem Umrechnungsfaktor  $W$  und der Anpassung  $a$  des Empfängereingangs an die Antenne jederzeit die  $kT_0$ -Zahl  $F$  errechnen.

Wenn umgekehrt die  $kT_0$ -Zahl eines Empfängers und seine Anpassung  $a$  bekannt sind, kann man aus (27) auch den Umrechnungsfaktor  $W$  bestimmen. Aus  $W$  und dem Eingangswiderstand des Empfängers können wir nach (19) dann auch die auf die Eingangsklemmen des Empfängers umgerechnete Rauschspannung, und somit auch seinen Rauschabstand bei einer bestimmten Nutzspannung errechnen.

**Beispiel 9.** Die  $kT_0$ -Zahl eines Empfängers wurde mit 13,2 gemessen. Der Eingangswiderstand dieses Gerätes beträgt 110 Ohm, seine Bandbreite 20 kHz. Welcher hochfrequente Rauschabstand ist bei einer Meßsender-EMK von 5  $\mu$ V zu erwarten, wenn der Meßsender einen Innenwiderstand von 70 Ohm besitzt?

Wir errechnen zunächst  $a$  mit:

$$a = 110 : 70 = 1,57$$

Dieser Wert in (27) eingesetzt, ergibt:

$$13,2 = \frac{(1 + 1,57)^2}{1,57} \cdot W$$

oder:

$$W = 3,14$$

Die Rauschspannung an den Eingangsklemmen errechnet sich dann aus (19) mit:

$$U_r = \sqrt{16 \cdot 10^{-21} \cdot 3,14 \cdot 110 \cdot 2 \cdot 10^4} = 0,332 \mu\text{V}$$

Die Meßsender-EMK von 5  $\mu\text{V}$  teilt sich über den Innenwiderstand des Meßsenders und den Eingangswiderstand des Empfängers auf:

$$5 \cdot \frac{110}{70 + 110} = 3,055 \mu\text{V}$$

Der hochfrequente Rauschabstand beträgt somit:

$$3,055 : 0,332 = 9,2$$

Aus der Definitionsgleichung (26) für die  $kT_0$ -Zahl können wir jedoch auch leicht errechnen:

$$U_r = \sqrt{4 \cdot 10^{-21} \cdot R_a \cdot B \cdot F}$$

Aus diesem Ausdruck kann man auch noch den zu erwartenden hochfrequenten Rauschabstand bestimmen, wenn man  $U_r$  zu einer Nutzspannung  $U_N$  (gemessen an den Empfängerklemmen) ins Verhältnis setzt. Drückt man die Nutzspannung in Mikrovolt, den Widerstand der Antenne in Kiloohm und die Bandbreite in kHz aus, so gilt:

$$Q_{HF} = U_N \sqrt{\frac{250}{R_a \cdot B \cdot F}}$$

Wollte man diese Gleichung auf die Verhältnisse des Beispiels 9 anwenden, so würde sich ergeben:

$$Q_{HF} = 2,5 \sqrt{\frac{250}{0,07 \cdot 20 \cdot 13,2}} = 9,175$$

Aus der Kombination von (23) und (27) kann man für die  $kT_0$ -Zahl eine einfache Näherungsformel ableiten. Setzt man wieder optimale Leistungsanpassung mit  $a = 1$  voraus, so ergibt sich:

$$F = \left( \frac{1}{2} + \frac{R_a}{R_s} \right) \cdot \frac{(1 + 1)^2}{1} = 2 + 4 \frac{R_a}{R_s}$$

Tabelle 2 enthält neben genau errechneten Werten von  $F$  auch diese Näherungswerte. Wie man sieht, deckt sich für übliche Röhren der aus der Näherungsformel abgeleitete Wert recht gut mit der genauer ermittelten  $kT_0$ -Zahl. Die größte Abweichung (EF 14) beträgt etwa 25%. Da in alle Spannungsbetrachtungen die Wurzel dieses Fehlers eingeht, wird man in der Praxis meist gut mit dem Näherungswert arbeiten können.

Zu beachten wäre noch, daß die  $kT_0$ -Zahl — entsprechend ihrer Definition — bei Verwendung einer (idealen) Eingangsröhre mit  $R_{\text{a}} = 0$  stets gleich 1 wird. Man kann sich davon leicht überzeugen, wenn man in (27) die entsprechenden Werte aus (18) und (21) einsetzt.

### g) Messung der Geräuschzahl

Die Geräuschzahl ( $kT_0$ -Zahl) ist nach dem Vorgesagten offensichtlich durch eine Rauschspannung definiert, die man sich an den Eingangsklemmen des Empfängers wirksam denken kann.

Man kann die Geräuschzahl also dadurch ermitteln, daß man den hochfrequenten Rauschabstand des Empfängers durch Vergleichen mit einer bekannten Nutzspannung bestimmt und aus dem Meßergebnis die Größe von  $F$  errechnet.

Dieser Vorgang ist jedoch verhältnismäßig umständlich. Einfacher läßt sich die Rauschspannung eines Empfängers durch Vergleichen mit einer bekannten Rauschspannung ermitteln. Als eine solche bekannte Rauschspannung kann man den Spannungsabfall eines Rauschstromes an einem Widerstand benutzen. Als Quelle für diesen Rauschstrom verwendet man vorteilhafterweise den Emissionsstrom einer Diode. Arbeitet eine solche Diode nämlich im Sättigungsgebiet, so kann man den Rauschanteil des Emissionsstromes verhältnismäßig genau berechnen. Es gilt dann für die angebotene (d. h. maximal dem Lastwiderstand  $R_D$  der Diode entnehmbare) Rauschleistung  $N$ :

$$N = 8 \cdot 10^{-20} \cdot I_D \cdot R_D \cdot B \quad (28)$$

Dabei ist  $N$  in Watt,  $R_D$  in Ohm und  $B$  in Hz einzusetzen.  $I_D$  bedeutet den Emissionsstrom der Diode in Ampere.

Da diese Beziehung nur für das Sättigungsgebiet gilt, muß man als Rauschgenerator eine Diode mit Wolframatode verwenden. Durch Veränderung des Heizstromes verändert man bei einer solchen Röhre auch den Sättigungsstrom. Mißt man diesen Strom, so kann man die mit ihm verbundene Rauschleistung nach (28) leicht ermitteln.

Die von der Diode erzeugte Rauschspannung wird an die Eingangsklemmen des untersuchten Empfängers gelegt. Die Rauschspannung am Empfängeranfang wird zunächst bei kalter Rauschdiode gemessen. Dabei



soll sich ein Wert  $X$  ergeben. Dann wird die Rauschdiode so lange hochgeheizt, bis das Ausgangsinstrument die Rauschspannung  $X \cdot \sqrt{2}$  anzeigt. Es ist dann die von der Diode dem Empfänger zugeführte Rauschleistung ebenso groß, wie die im Empfänger selbst erzeugte Rauschleistung (umgerechnet auf die Eingangsklemmen).

Gleichzeitig wird der Emissionsstrom der Rauschdiode gemessen. Man führt so die Bestimmung der Rauschleistung auf eine Gleichstrommessung zurück. Das zugehörige Instrument kann man direkt in Vielfachen von  $kT_0$ , also in Einheiten der Geräusczahl eichen. Man benützt dann die Beziehung:  $F = 20 \cdot I_p R_{10}$ .

## **6. Der Einfluß des Gleichrichters auf das Empfängerrauschen**

Für unsere bisherigen Überlegungen wurden stets die Verhältnisse an den Antennenklemmen des untersuchten Empfängers zu Grunde gelegt. Ein gewünschter Sender soll an diese Antennenklemmen eine bestimmte Nutzs Spannung liefern, die im Empfänger erzeugte Rauschspannung wurde ebenfalls auf den Empfängereingang bezogen. Das Verhältnis der Nutz- zur Rauschspannung an dieser Stelle haben wir als „hochfrequenten Rauschabstand  $Q_{HF}$ “ bezeichnet.

Wir haben dabei die Vorgänge stillschweigend vereinfacht, indem wir unseren Berechnungen eine bestimmte feste Bandbreite zu Grunde legten. In Wirklichkeit ist die Bandbreite an den Antennenklemmen meist wesentlich größer, als dieser angenommene Wert. Erst die nachgeschalteten Verstärkerstufen engen das übertragene Band ein. Der hochfrequente Rauschabstand wird deshalb im Eingangsteil des Empfängers meist merklich schlechter sein, als es den angegebenen Formeln entspricht. Er verbessert sich jedoch von Stufe zu Stufe und erreicht am Gleichrichter (bzw. an einem diesem Gleichrichter vielleicht vorgeschalteten Begrenzer) schließlich einen Wert, der der gesamten HF-Bandbreite des HF- bzw. ZF-Verstärkers entspricht. Da zum Schluß die Verhältnisse am Ausgang des Verstärkers interessieren, macht man keinen Fehler, wenn man die Gesamtbandbreite des ganzen Empfängers auf die Eingangsklemmen bezieht.

### **a) AM-Betrieb**

Der Empfänger soll nach Bild 9 auf die Trägerwelle  $T$  abgestimmt sein und eine HF-Bandbreite  $B_1$  besitzen. Der NF-Durchlaßbereich sei  $B_0$ . Es soll überdies gelten  $B_1 > 2B_0$ . Störungen werden, wenn zugleich ein kräftiger Nutzträger anwesend ist, unter diesen Verhältnissen dann hörbar, wenn sie in das Frequenzgebiet von  $T - B_0$  bis  $T + B_0$  fallen.

Das Rauschspektrum ist gleichmäßig über das ganze Hf-Band verteilt. Für ein schmales Band mit der Breite  $df$  kann man nach (19) schreiben:

$$dU_r^2 = 4 W \cdot kT_0 \cdot R'_n \cdot df \quad (29)$$

Die Spannung  $U_r$  soll zwischen den Antennenklemmen und dem Gleich-

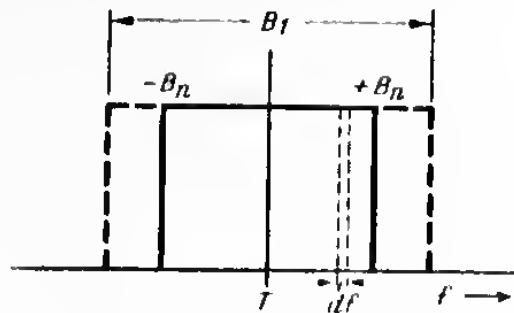


Bild 9. Rauschspektrum eines AM-Empfängers

richter  $V$ mal verstärkt werden. Für diese verstärkte Spannung  $E_r$  gilt dann:

$$dE_r^2 = V^2 \cdot 4 \cdot W \cdot kT_0 \cdot R'_n \cdot df \quad (30)$$

$dE_r$  ist eine Teilspannung in einem schmalen Ausschnitt des übertragenen Bandes. Will man die gesamte Rauschspannung  $E_r$  an der Hf-Seite des Gleichrichters ermitteln, so muß man (30) zwischen den Grenzen der Hörbarkeit einer Störung — also zwischen  $-B_n$  und  $+B_n$  — integrieren.

$$E_r^2 = \int_{-B_n}^{+B_n} V^2 \cdot 4 \cdot W \cdot kT_0 \cdot R'_n \cdot df = V^2 \cdot 4W \cdot kT_0 \cdot R'_n \cdot 2B_n$$

oder:

$$E_r = V \sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R'_n \cdot 2B_n} \quad (31)$$

Dieser Wert von  $E_r$  entspricht bei Vorhandensein eines genügend kräftigen Trägers der niederfrequenten Rauschspannung, die ein idealer Gleichrichter abgibt.

Man kann also offensichtlich die bisher abgeleiteten Formeln ohne weiteres zur Ermittlung der Nf-Rauschspannung verwenden, wenn man eine „wirksame Bandbreite“  $B = 2B_n$  einsetzt.

Für die Ableitung von (31) war angenommen worden, daß die gesamte Hf-Bandbreite  $B_f$  größer als der doppelte Nf-Durchlaßbereich ist.

Wäre umgekehrt  $B_1 < 2B_n$ , so würde die Hf-Bandbreite  $B_1$  allein die Rauschverhältnisse bestimmen. Diese Tatsache erscheint ohne weiteres verständlich, da ja die Größe des gesamten Durchlaßbereichs eines Empfängers immer durch das engste Übertragungsglied begrenzt wird.

Für die Berechnung der in einem Empfänger wirksamen Rauschspannung muß man also als wirksame Bandbreite  $B$  einsetzen:

Den doppelten Nf-Durchlaßbereich, wenn dieser kleiner ist, als die gesumte Hf-Bandbreite (dieser Fall liegt in der Regel bei UKW-Empfängern vor).

Die gesamte Hf-Bandbreite, wenn diese kleiner ist, als der doppelte Nf-Durchlaßbereich (gilt meist für die üblichen AM-Bereiche).

Der Vollständigkeit halber soll allerdings bemerkt werden, daß diese Richtlinien eine gewisse Vereinfachung beinhalten. Wenn nämlich die Hf-Bandbreite größer als der doppelte Nf-Durchlaßbereich ist, treten hörbare Kombinationstöne auch mit jenen Teilen des Rauschspektrums auf, welche unter  $T - B_n$  und über  $T + B_n$  liegen. Die hörbare Rauschspannung wird dadurch größer, als es dem doppelten Nf-Durchlaßbereich allein entsprechen würde. Für die Praxis kann man jedoch diese Erscheinung vernachlässigen, da sie das Endergebnis nur wenig beeinflusst 1).

(31) gibt die Größe der niederfrequenten Rauschspannung an. Zur Bestimmung des niederfrequenten Rauschabstandes müssen wir noch die entsprechende Nutzspannung kennen. Die Nutzspannung am Empfängereingang sei  $U_N$ . Diese Spannung wird — ebenso wie die Rauschspannung —  $V$  mal verstärkt und gelangt also an die Hochfrequenzseite des Gleichrichters mit dem Wert:  $E_N = V \cdot U_N$ . Ein idealer Gleichrichter verwandelt von dieser Spannung allerdings nur jenen Prozentsatz in Nf-Spannung, der dem Modulationsgrad der empfangenen Sendung entspricht.

Bezeichnet  $m$  den Modulationsgrad der Nutzspannung, so gilt für den niederfrequenten Rauschabstand  $Q_{Nf}$  bei AM-Betrieb also:

$$Q_{Nf} = \frac{V \cdot U_N \cdot m}{V \cdot \sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s \cdot 2B_n}} = \frac{U_N}{\sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s \cdot 2B_n}} \cdot m = Q_{Hf} \cdot m \quad (32)$$

1) Es tritt z. B. bei AM-Betrieb eine Vergrößerung der Rauschspannung um etwa 1:1,4 gegen die hier gemachten Angaben erst dann auf, wenn folgende extrem ungünstigen Bedingungen vorliegen:

Verhältnis von Nutz- zur Rauschspannung 1,4:1, gesamte Hf-Bandbreite = 10 mal doppelter Nf-Durchlaßbereich.

Der Fehler beträgt dagegen nur noch etwa 10%, wenn bei gleichem Bandbreitenverhältnis die Nutzspannung 5 mal größer als die Rauschspannung ist. [4]

## **b) FM-Empfang mit Flanken-Gleichrichter**

Empfänger mit Flankengleichrichtung arbeiten in der Regel ohne AM-Begrenzer. Rauschstörungen besitzen im wesentlichen den Charakter einer Amplitudenmodulation. Der Rauschabstand eines FM-Empfängers mit Flankengleichrichter entspricht also praktisch dem eines gleichwertigen AM-Empfängers.

Man muß allerdings beachten, daß die Nutz-Nf-Spannung hier nur aus der FM-Modulation des empfangenen Senders abgeleitet wird. Wichtig für den Rauschabstand ist deshalb das Verhältnis der FM- zur AM-Empfindlichkeit.

Beim Flankengleichrichter ermittelt man dieses Verhältnis am besten so, daß man feststellt, welchem AM-Modulationsgrad ein bestimmter Frequenzhub entspricht. Wenn man diesen gleichwertigen AM-Modulationsgrad wieder mit  $m$  bezeichnet, so kann man die Formel (32) zur Ermittlung des niederfrequenten Rauschabstandes benutzen.

Nun liegen die Verhältnisse beim Flankengleichrichter so, daß die Größe der Nf-Nutzspannung der Flankensteilheit der Resonanzkurve des ganzen Empfängers proportional ist, während die Rauschspannung durch den Verlauf dieser Resonanzkurve praktisch nicht beeinflusst wird. Unter sonst gleichen Bedingungen wird also der Flankengleichrichter mit der steilsten Resonanzkurve den besten Rauschabstand besitzen. Man darf jedoch mit Rücksicht auf genügende Verzerrungsfreiheit die Steilheit der Resonanzkurve nicht allzu groß machen. Wie bereits an anderer Stelle gezeigt wurde [5], sollen deshalb Flankengleichrichter praktisch stets so ausgeführt werden, daß ein Frequenzhub von  $\pm 75$  kHz an keiner Stelle der Resonanzkurve wesentlich mehr Ausgangsspannung liefert, als ein Modulationsgrad von etwa 30 bis 40% bei AM-Betrieb und Abstimmung auf die Kuppe der Resonanzkurve ergeben würde.

Da die UKW-Rundfunksender jedoch mit Rücksicht auf die Vorentzerrung der hohen Modulationsfrequenzen auf der Senderseite (Pre-emphasis) meist nur so stark ausgesteuert werden, daß bei 1000 Hz Modulationsfrequenz ein Hub von  $\pm 40$  kHz nicht überschritten wird, entsprechen 30% FM-Modulation einem Hub von etwa  $\pm 12$  kHz. Unter Berücksichtigung dieser Tatsache würde 30% Aussteuerung des Senders bei einem Flankengleichrichter eine Nf-Spannung erzeugen, die einem Modulationsgrad von 5 bis 6% AM entspricht.

Für die Errechnung des mittleren Rauschabstandes, der sich mit einem guten Flankengleichrichter bei 30% FM erzielen läßt, kann man also die Formel (32) verwenden, wenn man den Faktor  $m$  mit 0,05 bis 0,06 einsetzt.

**c) FM-Empfang mit einem idealen Begrenzer**

Nimmt man an, daß der untersuchte Empfänger einen idealen Begrenzer besitzt, so wird durch diesen jede Art von Amplitudenmodulation restlos beseitigt. Rauschstörungen sind von Natur aus amplitudenmoduliert. Durch Zusammenwirken mit einem Träger wird jedoch im allgemeinen dieser Träger auch noch zusätzlich phasen- bzw. frequenzmoduliert.

Durch einen guten Begrenzer wird jener Teil der Störung beseitigt, der durch die Rausch-AM verursacht wird.

Um den Einfluß der Frequenzmodulation verfolgen zu können, wollen wir annehmen, daß ein Nutzträger von der Frequenz  $T$  und der Größe  $U_N$  durch eine Teilspannung  $dU_r$  gestört wird.  $dU_r$  stellt dabei wieder die Rauschspannung eines schmalen Hf-Bandes mit der Breite  $df$  dar.

Bezeichnet man mit  $f$  die Differenz der Frequenzen von  $U_N$  und  $dU_r$ , so erzeugt die Teilspannung  $dU_r$  einen störenden Frequenzhub  $\Delta f_s$ , für welchen bei  $U_N \gg dU_r$  gilt [4]:

$$\Delta f_s = f \cdot \frac{dU_r}{U_N} \quad (33)$$

Dadurch nimmt das Störspektrum nach Durchlaufen eines Begrenzers eine Verteilung an, wie sie Bild 10 darstellt. Jene Rauschfrequenz, die mit der Frequenz  $T$  des empfangenen Nutzträgers zusammenfällt, kann überhaupt keine hörbare Störung hervorrufen, mit der Verstimmung gegen  $T$  steigt die Wirksamkeit einer Störfrequenz jedoch linear an.

Bild 10 stellt gleichzeitig einen Ausschnitt aus der Kennlinie eines FM-Gleichrichters dar. Diese Kennlinie soll in dem interessierenden Arbeitsbereich eine Steilheit  $\sigma$  besitzen.

Da wir angenommen haben, daß der untersuchte Empfänger einen idealen Begrenzer besitzt, werden die vom Gleichrichter abgegebenen Nf-Spannungen nur durch den Frequenzhub der ihm zugeführten hochfrequenten Spannungen bestimmt. Die Verstärkung des Empfängers beeinflußt das Ergebnis also nicht und kann in den weiteren Überlegungen weggelassen werden.

Für die durch  $dU_r$  verursachte Störung  $dU_{st}$  auf der Nf-Seite eines idealen FM-Gleichrichters gilt also:

$$dU_{st} = \sigma \cdot \Delta f_s \quad (34)$$

Unter Benutzung von (33) können wir (34) auch so schreiben:

$$dU_{st} = \sigma \cdot f \cdot \frac{dU_r}{U_N} \quad (35)$$

Für  $dU_r$  gelten die gleichen Bedingungen, wie bei AM. Wir können deshalb unverändert (29) benutzen. (35) geht dann über in:

*Der Einfluß des Gleichrichters: FM-Empfang mit einem idealen Begrenzer*

$$dU_{st}^2 = \sigma^2 \cdot \frac{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s}{U_N^2} \cdot f^2 df \quad (36)$$

Das Quadrat der gesamten niederfrequenten Störspannung erhalten wir wieder, wenn wir (36) zwischen den Grenzen  $-B_n$  und  $+B_n$  integrieren:

$$U_{st}^2 = \sigma^2 \cdot \frac{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s}{U_N^2} \int_{-B_n}^{+B_n} f^2 df = \frac{\sigma^2 \cdot 4W \cdot kT_0 \cdot R'_s}{U_N^2} \cdot \frac{2B_n^3}{3} \quad (37)$$

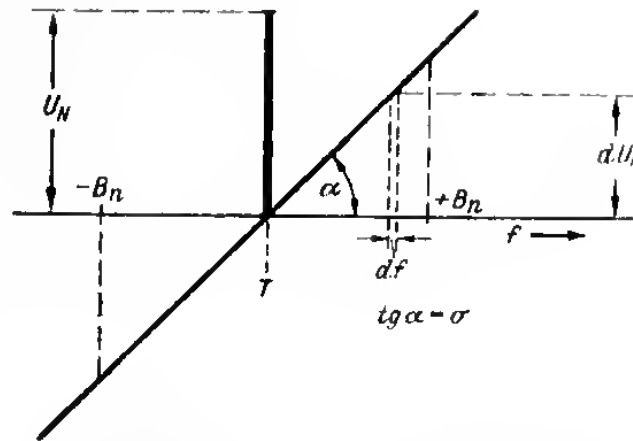


Bild 10. Rauschspektrum eines FM-Empfängers

Für eine Nf-Nutzspannung, die durch einen Senderhub  $\Delta f$  (Effektivwert) hervorgerufen wird, muß analog zu (34) gelten:

$$U_{Nf} = \sigma \cdot \Delta f \quad (38)$$

Den niederfrequenten Rauschabstand  $Q_{Nf}$  können wir ermitteln, indem wir (38) durch (37) dividieren:

$$Q_{Nf} = \frac{U_{Nf}}{U_{st}} = \frac{\sigma \cdot \Delta f}{\frac{\sigma}{U_N} \sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s \cdot 2B_n} \cdot \frac{B_n}{\sqrt{3}}} = \sqrt{3} \cdot \frac{\Delta f}{B_n} \cdot \frac{U_N}{\sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R'_s \cdot 2B_n}} \quad (39)$$

Will man die Rauschverbesserung bei FM-Betrieb mit einem Hub  $\Delta f$  gegen AM mit einem Modulationsgrad  $m$  (beides mit dem gleichen

## Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

Nf-Durchlaßbereich  $B_n$ ) feststellen, so muß man (39) durch (32) dividieren. Diese Verbesserung beträgt:

$$\frac{Q_{FM}}{Q_{AM}} = \frac{\sqrt{3} \cdot \frac{\Delta f}{B_n} \cdot \frac{U_N}{\sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R_s \cdot 2B_n}}}{\frac{U_N}{\sqrt{4W \cdot kT_0 \cdot R_s \cdot 2B_n}} \cdot m} = \sqrt{3} \cdot \frac{\Delta f}{B_n} \cdot \frac{1}{m} \quad (40)$$

**Beispiel 10.** Wie groß ist die Verbesserung des niederfrequenten Rauschabstandes bei FM-Betrieb mit  $\pm 12$  kHz Hub gegen 30 % AM, wenn der Nf-Durchlaßbereich in beiden Fällen 10 kHz beträgt? Nach (40) gilt:

$$\frac{Q_{FM}}{Q_{AM}} = \sqrt{3} \cdot \frac{12 \cdot 10^3}{10 \cdot 10^3} \cdot \frac{1}{0,3} = 6,93$$

Der niederfrequente Rauschabstand wird also in einem sonst gleichartigen Empfänger bei Verwendung eines guten Begrenzers bei FM mit 12 kHz Hub rund 7mal besser sein, als bei 30 % AM. Der Einfluß einer ev. vorhandenen Nachentzerrung (Deemphasis) wurde dabei noch nicht berücksichtigt.

### 7. Einfluß der Deemphasis auf den niederfrequenten Rauschabstand

#### a) Allgemeines

Bei FM-Betrieb ist es üblich, im Modulationsverstärker des Senders die hohen Frequenzen merklich anzuheben. Der Frequenzgang dieser Anhebung entspricht bei den deutschen UKW-Sendern jenem Gang, den eine R-C-Kombination mit einer Zeitkonstanten von 50  $\mu$ Sek. erzeugen würde <sup>1)</sup>.

Um den richtigen Frequenzgang im Empfänger zurückbilden zu können, muß man im Nf-Teil ein R-C-Glied verwenden, das die im Sender vorgenommene Anhebung der hohen Töne wieder auf das ursprüngliche Niveau zurückführt. Jeder FM-Empfänger enthält also normalerweise eine fest eingestellte Tonblende, welche die Modulationsfrequenzen über etwa 2000 Hz z. T. merklich schwächt. Dadurch wird die Nf-Bandbreite des Empfängers verkleinert und die an den Lautsprecher gelieferte

<sup>1)</sup> Als Zeitkonstante wird hier das Produkt R · C bezeichnet. Eine Kombination von 100 k $\Omega$  mit 500 pF ergibt also:

$$10^5 \cdot 5 \cdot 10^{-10} = 5 \cdot 10^{-5} = 50 \mu\text{Sek.}$$

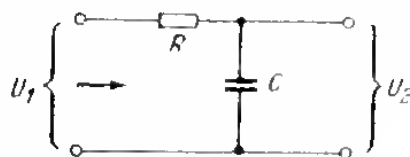
Rauschspannung wird kleiner, als sie es ohne Verwendung einer solchen Nachentzerrung (Deemphasis) wäre.

Natürlich bleibt — wenigstens theoretisch — eine solche Vorentzerrung beim Sender und Nachentzerrung beim Empfänger nicht auf den FM-Betrieb beschränkt. Man könnte das gleiche Prinzip auch bei AM-Betrieb anwenden. Das würde dort jedoch einige Nachteile mit sich bringen. Überdies ist das Absenken der hohen Nf-Töne zur Verbesserung des Rauschzustandes bei einem FM-Empfänger mit Begrenzer relativ wichtiger als bei einem AM-Gerät. Diese Tatsache erklärt sich aus der Verteilung des Rauschspektrums. Wie Bild 10 zeigt, steigt die Rauschspannung mit steigender Nf-Tonhöhe linear an. Ein Absenken der hohen Tonlagen wirkt sich deshalb hier stärker aus, als bei einem AM-Empfänger.

#### b) AM und FM mit Flanken-Gleichrichter

Hier kann angenommen werden, daß das Rauschspektrum gleichmäßig verteilt ist. Der Gleichrichter liefert die Spannung  $U_1$  an die Eingangs-klemmen einer R-C-Kette nach Bild 11. Für diese Spannung  $U_1$  tritt an

Bild 11. Deemphasis-Sieb-kette



R und C eine frequenzabhängige Spannungsteilung ein, so daß zur Weiterverstärkung nur noch die Ausgangsspannung  $U_2$  zur Verfügung steht. Es muß gelten:

$$U_2 = U_1 \cdot \frac{-j \frac{1}{2\pi f C}}{R - j \frac{1}{2\pi f C}} \quad (41)$$

Diese Gleichung bestimmt die Ausgangsspannung nach Größe und Phase. Uns interessiert jedoch zunächst nur das Verhältnis der beiden Spannungen  $U_1$  und  $U_2$ , da wir ja den Frequenzgang des Siebgliedes ermitteln wollen. Die Phasenlage können wir für unsere Überlegungen unberücksichtigt lassen.

Führen wir der Übersichtlichkeit halber einen Faktor  $\tau = 2\pi RC$  ein, so können wir (41) leicht auf folgende Form bringen:

$$U_2^2 = U_1^2 \cdot \frac{1}{1 + \tau^2 f^2} \quad (42)$$



Dadurch besitzen wir eine Formel, in der die Spannungsteilung unseres Siebgliebes nur durch die Konstante  $\tau$  und die angelegte Frequenz  $f$  bestimmt wird. Für die NF-Eingangsspannung (Rauschspannung)  $dU_1$  für ein schmales Band mit der Breite  $df$  können wir wieder schreiben:

$$dU_1^2 = k_1 \cdot df \quad (43)$$

Dadurch geht (42) über in:

$$dU_2^2 = k_1 \frac{1}{1 + \tau^2 f^2} \cdot df \quad (44)$$

Das Quadrat der Summenrauschspannung erhalten wir, wenn wir (44) zwischen den Grenzen der Hörbarkeit integrieren. Da wir jetzt nur noch die Vorgänge in einem NF-Verstärker betrachten, können wir als Grenzen einmal die Frequenz Null und zum anderen als höchsten übertragenen NF-Ton  $B_n$  einsetzen. Es ergibt sich dann:

$$U_2^2 = k_1 \int_0^{B_n} \frac{1}{1 + \tau^2 f^2} df = k_1 \frac{\text{arc tg } (\tau B_n)}{\tau} \quad (45)$$

Um die Verkleinerung der Rauschspannung durch das Siebglied ermitteln zu können, müssen wir jetzt noch die Summenrauschspannung auf der Eingangsseite ermitteln und dazu (43) ebenfalls zwischen den Grenzen 0 und  $B_n$  integrieren. Dabei ergibt sich:

$$U_1^2 = k_1 \int_0^{B_n} df = k_1 \cdot B_n \quad (46)$$

und

$$\frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{\tau B_n}{\text{arc tg } (\tau B_n)}} \quad (47)$$

Aus (47) sieht man, daß die Verkleinerung der Summenrauschspannung zunächst von der Zeitkonstanten unseres R-C-Gliedes abhängt (der Faktor  $\tau$  wurde ja fibr (42) dadurch gewonnen, daß die Zeitkonstante  $RC$  in Mikrosekunden mit 6,28 multipliziert wurde). Darüber hinaus wird jedoch die Breite des vom NF-Verstärker übertragenen Frequenzbandes  $B_n$  auf die Größe der Verbesserung Einfluß haben.

Diese letztere Tatsache ist ohne weiteres einleuchtend, denn eine Nachverzerrung mittels eines Siebgliebes nach Bild 11 bedeutet ja im Grunde eine Einengung des übertragenen Frequenzbandes. Eine solche Einengung

### *Einfluß der Deemphasis: FM-Empfang mit idealem Begrenzer*

kann sich jedoch nur dann merklich auswirken, wenn der NF-Durchflußbereich ohne Deemphasis genügend groß ist.

Wertet man (47) numerisch aus, so erhält man für eine Deemphasis von 50  $\mu$ Sek. folgende Werte:

**Tabelle 3**

Durchflußbereich des verwendeten NF-Verstärkers allein	Verhältnis der Rauschspannungen vor und hinter dem Deemphasis-Glied
1 000 Hz	1
5 000 Hz	1,26
10 000 Hz	1,58
15 000 Hz	1,96

#### **c) FM-Empfang mit idealem Begrenzer**

Durchläuft ein gleichmäßig verteiltes Rauschspektrum einen Begrenzer, so nimmt es eine Verteilung nach Bild 10 an. Die Größe der Teilspannung  $dU_{at}$  eines  $df$  breiten Ausschnittes aus diesem Band ist durch (36) festgelegt.

Fällt man dieses  $dU_{at}$  als Eingangsspannung eines Deemphasis-Gliedes an, so gilt für die Ausgangsspannung  $dU_2$  analog (43) und (44):

$$dU_2^2 = \sigma^2 \cdot \frac{4W \cdot kT_0 \cdot R_n}{U_N^2} \cdot \frac{\beta^2}{1 + \alpha^2 \beta^2} \cdot df \quad (48)$$

Das Quadrat der Summenrauschspannung auf der Ausgangsseite erhalten wir wieder, wenn wir (48) zwischen den Grenzen  $-B_n$  und  $+B_n$  integrieren:

$$\begin{aligned}
 U_2^2 &= \sigma^2 \cdot \frac{4W \cdot kT_0 \cdot R_n}{U_N^2} \int_{-B_n}^{+B_n} \frac{\beta^2}{1 + \alpha^2 \beta^2} \cdot df \\
 &= 2 \cdot \sigma^2 \cdot \frac{4W \cdot kT_0 \cdot R_n}{U_N^2} \left[ \frac{B_n}{\alpha^2} - \frac{1}{\alpha^3} \arctg(\alpha B_n) \right] \quad (49)
 \end{aligned}$$

Das Quadrat der Summenrauschspannung ohne Deemphasis haben wir bereits durch (37) bestimmt. Die Verminderung der Rauschspannung durch die Deemphasis ergibt sich also aus (37) und (49) mit:

$$\frac{U_{st}}{U_2} = \sqrt{\frac{\tau^3 \cdot B_n^3}{3 [\tau B_n - \arctg(\tau B_n)]}} \quad (50)$$

Wertet man diese Gleichung wieder numerisch aus, so erhält man für eine Deemphasis von 50  $\mu$ Sek. die nebenstehende Tabelle 4.

Tabelle 4

Durchlaßbereich des verwendeten Nf-Verstärkers allein	Verhältnis der Rauschspannungen vor und hinter dem Deemphasisglied
1 000 Hz	1,03
5 000 Hz	1,51
10 000 Hz	2,34
15 000 Hz	3,24

#### 8. Answertung der bisher gemachten Angaben

Bezeichnet  $V_g$  den Einfluß des Gleichrichters und  $V_D$  den Einfluß der Deemphasis, so ergibt sich der endgültige niederfrequente Rauschabstand mit:

$$Q_{NI} = Q_{HI} \cdot V_g \cdot V_D \quad (51)$$

Beispiel 11. Es soll der zu erwartende niederfrequente Rauschabstand eines Empfängers mit einer Eingangsschaltung nach Beispiel 8 mit einer Meßsender-EMK von 10  $\mu$ V (d. h. Meßsenderanzeige 5  $\mu$ V) ermittelt werden:

- für 30% AM,
- für FM mit  $\pm 12$  kHz Hub, mit Flankengleichrichter und einer Deemphasis von 50  $\mu$ Sek.,
- für FM mit  $\pm 12$  kHz Hub, mit idealem Begrenzer und einer Deemphasis von 50  $\mu$ Sek.

Zu a) In Beispiel 8 war  $Q_{HI}$  mit 22 ermittelt worden. Für 30% AM beträgt  $V_g = 0,3$  und da keine Deemphasis benutzt wird, gilt  $V_D = 1$ . Nach (51) kann man also schreiben:

$$Q_{NI} = 22 \cdot 0,3 = 6,6$$

Zu b) Für einen guten Flankengleichrichter wurde für  $\pm 12$  kHz Hub auf Seite 97 ein  $V_g = 0,06$  angegeben. Bei einem Nf-Durchlaßbereich von 10 kHz (entsprechend der halben wirksamen Bandbreite) und einer

Deemphasis von 50  $\mu$ Sek. gilt nach Tabelle 3:  $V_D = 1,58$ . Es wird also betragen:

$$Q_{NF} = 22 \cdot 0,06 \cdot 1,58 = 2,1$$

Zu c) Nach (39) beträgt:

$$V_g = \sqrt{3} \cdot \frac{12}{10} = 2,08$$

Ferner können wir aus Tabelle 4 ein  $V_D = 2,34$  entnehmen. Es gilt also:

$$Q_{NF} = 22 \cdot 2,08 \cdot 2,34 = 107$$

Bei diesen Ergebnissen überrascht zunächst der große Gewinn an Rauschabstand zwischen FM mit idealem Begrenzer mit Deemphasis gegen reinen AM-Betrieb. Die Verbesserung beträgt hier  $107 : 6,6 = 16,3$ . Sie ergibt sich aus dem Zusammenwirken des besseren Demodulationsverfahrens mit der Deemphasis. Im allgemeinen pflegt man jedoch den Einfluß der Deemphasis zu überschätzen. In Tabelle 4 wurde zwar die Verbesserung durch die Deemphasis für den gewählten Betriebsfall mit 2,34 angegeben. Wir dürfen aber nicht vergessen, daß diese Verbesserung durch ein Herabsetzen des maximal möglichen Senderhubs von  $\pm 75$  kHz auf etwa  $\pm 40$  kHz erkauft wurde. Läßt man die Deemphasis überhaupt wegfallen und steuert dafür den Sender bei allen Frequenzen bis auf  $\pm 75$  kHz aus, so steigt  $V_g$  nach (39) im Verhältnis  $75 : 40$  an. Der Gewinn an Rauschabstand durch eine Deemphasis von 50  $\mu$ Sek. beträgt also tatsächlich nur:

$$2,08 \cdot \frac{75}{40} : 2,08 \cdot 2,34 = 1 : 1,25$$

Diese Verbesserung gilt für ein übertragenes Nf-Band von 10 kHz. Setzt man den Nf-Durchlaßbereich auf 15 kHz hinauf, so ergibt eine ähnliche Überlegung einen tatsächlichen Gewinn durch Verwendung einer 50- $\mu$ Sek.-Deemphasis von  $1 : 1,73$ .

In der nachstehenden Tabelle 5 sind die niederfrequenten Rauschabstände einiger für die Praxis wichtigen Eingangsschaltungen miteinander verglichen. Die dort angeführten Werte sind theoretische Grenzwerte, die nur bei bester Anpassung des Empfängereingangs und bei hochfrequent einwandfreier Verdrahtung erreicht werden können. Sie beziehen sich ferner auf UKW-Kreiswiderstände von 6 k $\Omega$ . In der Praxis wird man so hohe Kreiswiderstände nicht immer erreichen können, ebenso verschlechtern geringfügige Selbstinduktionen in den Elektrodenzuleitungen oft das Ergebnis. Besonders gefährlich in dieser Beziehung sind die Kathodenleitungen steiler Eingangsrohren. Man sollte deshalb an dieser Stelle stets

# Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang

**Tabelle 5**

Theoretisch zu erwartender Rauschabstand bei verschiedenen Röhren-Kombinationen in den Eingangsstufen

UKW-Vorstufe	UKW-Vorverstärkung	Mischstufe	Nf-Durchlaßbereich	Bester Rauschabstand bei 20 µV Meßsender-EMK		
				30% AM ohne Deemphasis	FM, Flankengleichricht. 50 µsec. Deemphasis	FM, idealer Begrenzer, 50 µ Sek. Deemphasis
EF 80	8	EC 92*	10 kHz	17,55	5,6	284
			15 kHz	14,3	5,3	214
EF 85	8	EC 92*	10 kHz	16,7	5,3	270
			15 kHz	13,6	5,1	206
EF 42	10	EF 42*	10 kHz	16,5	5,2	266
			15 kHz	13,5	5,0	202
EF 80	8	ECH 42	10 kHz	14,6	4,6	234
			15 kHz	11,9	4,4	178
—	—	EC 92*	10 kHz	12,4	3,9	200
			15 kHz	10,1	3,7	151
EF 85	5	ECH 42	10 kHz	11,8	3,7	191
			15 kHz	9,6	3,6	144
ECF 12**	4	ECF 12**	10 kHz	10,3	3,3	167
			15 kHz	8,4	3,1	126
EF 41	4	ECH 42	10 kHz	7,8	2,5	125
			15 kHz	6,3	2,4	95
—	—	ECH 42	10 kHz	2,7	0,84	43
			15 kHz	2,2	0,81	33

\* als additive Mischstufe

\*\* eine ECF 12 als HF- und Mischröhre

Der Innenwiderstand des Meßsenders ist mit 70 Ohm, der Frequenzhub bei FM mit  $\pm 12$  kHz angenommen. Der Eingangskreis soll einen Resonanzwiderstand von 6 k $\Omega$  besitzen.

auf eine recht kurze Leitungsführung achten, bzw. von der Möglichkeit Gebrauch machen, die durch die doppelte Katodenherausführung der Typen EF 80 und EF 85 gegeben sind.

Jedenfalls zeigt aber Tabelle 5, daß man bei richtigem Aufbau im UKW-Gebiet ganz ausgezeichnete Rauschabstände erreichen kann. So ist z. B. bei der besten hier angeführten Kombination (EF 80 als Eingangsröhre, anschließend eine Triode als Mischstufe) schon bei einer Meßsender-Ableitung von  $3 \mu\text{V}$ , bei einem Frequenzhub von  $\pm 12 \text{ kHz}$  und einer Nf-Bandbreite von  $10 \text{ kHz}$  ein Rauschabstand von fast 100 am Lantsprecher zu erwarten.

### **9. Einfluß der Zf-Verstärkung auf den niederfrequenten Rauschabstand**

Die Angaben in der letzten Spalte der Tabelle 5 gelten nur für ideale AM-Begrenzung. Selbst hochwertige FM-Empfänger können jedoch nur so gebaut werden, daß die Begrenzerwirkung erst von einer gewissen Schwellspannung an einsetzt. Ist dieser Punkt erst einmal erreicht, so ändert sich der niederfrequente Rauschabstand linear mit der Nutzspannung an den Antennenklemmen. Trägt man  $Q_{\text{NF}} = f(U_{\text{N}})$  in doppelt logarithmischem Maßstab auf, so entspricht das Gebiet über dem Einsatzpunkt der AM-Begrenzung also einer gegen die Abszissenachse um  $45^\circ$  geneigten Geraden. Unter der Schwellspannung knickt jedoch diese Linie ab und nähert sich schnell den Werten, die ein entsprechender AM-Empfänger besitzt.

Alle bekannten AM-Begrenzer benötigen Hf-Eingangsspannungen von wenigstens 1 Volt am Begrenzerorgan, um zufriedenstellend arbeiten zu können. Wenn die vor dem Begrenzer liegende UKW- und Zf-Verstärkung groß ist, wird der Begrenzer schon bei kleinen Eingangsspannungen seine Funktion vollwertig ausüben. Bei relativ kleiner Verstärkung tritt dieser Zustand jedoch erst bei entsprechend höheren Antennenspannungen ein. Ausreichende Zf-Verstärkung ist deshalb notwendig, wenn man gute Rauschabstände schon bei kleinen Empfangsspannungen erzielen will.

Bei Empfängern ohne AM-Begrenzung tritt eine solche Abhängigkeit des Rauschabstandes von der Empfangsspannung nicht auf. Der Zusammenhang zwischen den beiden Größen bleibt vielmehr in weiten Grenzen linear.

In Bild 12 sind Meßergebnisse an einigen praktisch ausgeführten Empfängern zusammengestellt. Man sieht dort deutlich das plötzliche Absinken des Rauschabstandes bei Unterschreiten des Begrenzereinsatzes. Es kann auf diese Weise z. B. der Extrem-Fall eintreten, daß ein Empfänger B mit einer guten Eingangsstufe und Flankengleichrichter bei besonders kleinen Eingangsspannungen einen besseren Rauschabstand besitzt, als ein Vergleichsgerät C mit AM-Begrenzer und symmetrischem FM-Gleichrichter, aber mit relativ schlechter Eingangsschaltung. Bei größeren Eingangs-

spannungen ändert sich das Verhältnis: der Rauschabstand des Empfängers C steigt schnell an, während er sich bei B nur linear und damit relativ langsam verbessert.

Zu Bild 12 wäre noch zu bemerken, daß die an den Flankengleichrichtern A und B gemessenen Rauschabstände sich gut mit den gerechneten Werten decken, während die hochwertigen Geräte C und D hinter den errechneten Werten zurückbleiben.

Diese Differenz dürfte dadurch begründet sein, daß die in den hochwertigen Geräten C und D verwendeten Begrenzer nicht als ideal anzusehen waren.

### 10. Berücksichtigung des Antennenrauschens

Bisher wurde stets vorausgesetzt, daß der Antennenwiderstand mit einer Raumtemperatur von etwa 20° rauschen soll. Das trifft sicherlich auf Verhältnisse zu, mit welchen man bei Entnahme der Nutzspannung aus einem Meßsender rechnen kann. Beim praktischen Empfang nimmt jedoch die Antenne auch noch äußere Rauschstörungen (Einstrahlung aus dem Weltraum, Milchstraßenrauschen) auf. Will man diese Erscheinung berücksichtigen, so muß man die Antennentemperatur  $T_a$  im 100-MHz-Band mit etwa  $10 T_a = 5000^\circ$  absolut einsetzen.

Überprüft man mit dieser Annahme die Gültigkeit der bisher abgeleiteten Formeln, so ergibt sich folgendes Bild:

1. In die Anpassung des Empfängereingangs auf besten Rauschabstand geht die Rauschtemperatur der Antenne nicht ein. Die Formeln (21) und (25) bleiben also voll gültig.

2. Die am Empfängereingang auftretende Rauschspannung wird größer, als nach Formel (19) zu erwarten wäre. Der Umrechnungsfaktor nach (18) ändert sich entsprechend in:

$$W = \frac{\left( n \cdot \frac{T_a}{T_0} + M \right)}{(1 + a)^2} + \frac{R_a}{R_s}$$

Oder für  $T_a = 10 T_0$  im 100-MHz-Band:

$$W = \frac{(10n + M)}{(1 + a)^2} + \frac{R_a}{R_s} \quad (51)$$

## Berücksichtigung des Antennenrauschens

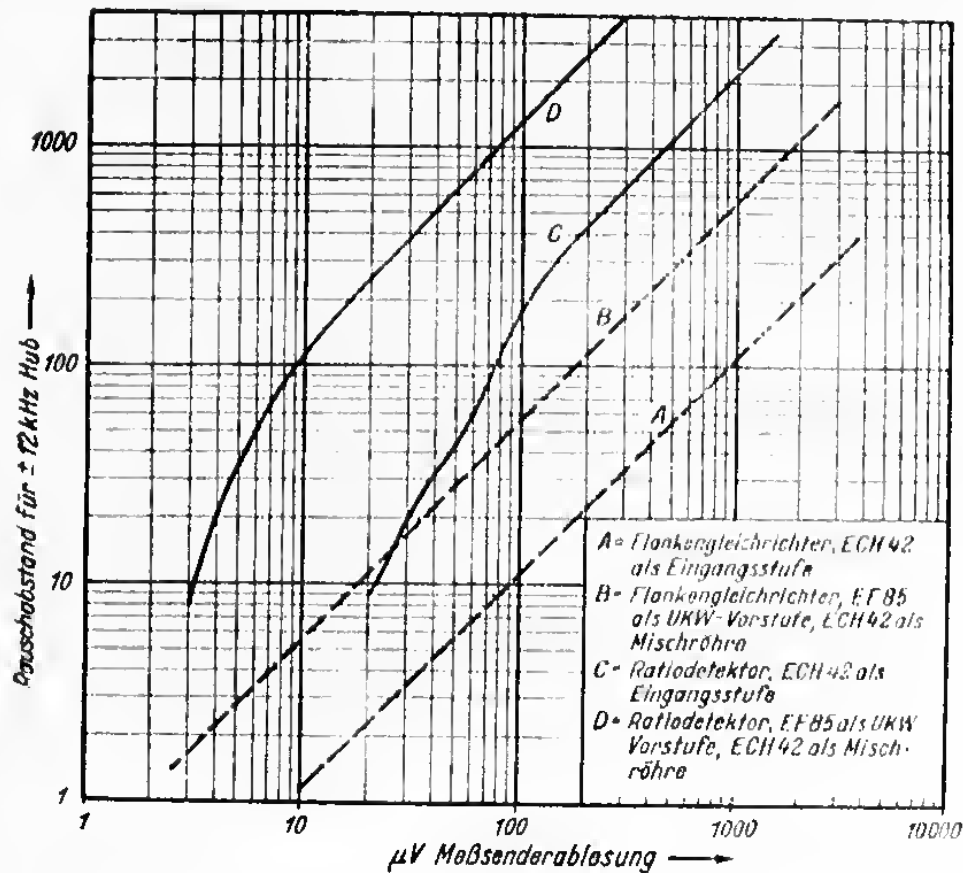


Bild 12. Gemessene Rauschabstände von verschiedenen UKW-Empfängern. Die Geräte C und D besitzen Begrenzer. Sobald die Eingangsspannung so klein wird, daß der Begrenzer nicht mehr richtig arbeitet, sinkt der Rauschabstand sofort schnell ab.

In Tabelle 2 war der Umrechnungsfaktor für eine Röhre EF 80 mit 0,87 angegeben. Mit (51) ergibt sich jedoch:

$$W = \frac{30,8 + 3,84}{(1 + 3,08)^2} + \frac{1}{2,21} = 2,078$$

Es ist in diesem Fall ein Rauschzuwachs aus der Antenne von  $9 \text{ kT}_0$  gegenüber Verhältnissen, wie sie am Meßsender bestehen, zu erwarten. Das ist ein beachtlicher Betrag, der es fraglich erscheinen läßt, ob es einen großen Sinn hat, die  $\text{kT}_0$ -Zahl eines Empfängers sehr klein zu halten.

Bei Verwendung von Freiantennen sind solche Bedenken sicher berechtigt: die von der Antenne gelieferte Rauschspannung bestimmt dann bei hochwertigen Eingangsschaltungen das gesamte Rauschniveau. Man kann deshalb eine kleine  $\text{kT}_0$ -Zahl des Empfängers nicht voll ausnützen.



Anders liegen jedoch die Bedingungen beim Empfang mit einer UKW-Einbauantenne. Die Aufnahme einer solchen Antenne ist kleiner, als die einer Freiantenne. Dem Empfänger werden also aus einem ziemlich starken Nutzfeld nur relativ kleine Eingangsspannungen zugeführt. In ähnlichem Maße sinkt jedoch auch die von der Antenne aufgenommene äußere Rauschspannung ab. Unter diesen Umständen gewinnt die  $kT_0$ -Zahl des Empfängereingangs wieder einen maßgebenden Einfluß auf den Rauschabstand und es erscheint sinnvoll, sie möglichst klein zu halten.

### Literatur

- [1] H. Rothe und W. Kleen, Elektronenröhren als Aufzugsstufen-Verstärker.
- [2] K. Friinz, „Über die Empfindlichkeitsgrenze beim Empfang elektrischer Wellen und ihre Erreichbarkeit“, ENT 16 (1939), 92—96.
- [3] H. T. Friis, „Noise figures of radio receivers“, Proc. Inst. Rad. Eng. 32 (1944), 419—422.
- [4] W. Enghert, „Die Rauschmodulation des FM-Empfängers“, Die Telefunken-Röhre im UKW-Empfänger, Band I.
- [5] A. Nowak, „FM-Demodulationen“, Die Telefunken-Röhre im UKW-Empfänger, Band I.
- [6] H. Rothe, Die Grenzemfindlichkeit von Verstärkeröhren, Teil I: Theorie der Triode, Archiv für elektrische Übertragung 6 (1952) 461—468,  
H. Rothe und E. Willwacher, Die Grenzemfindlichkeit von Verstärkeröhren, Teil II: Theorie der Schirmgitterröhre, Archiv für elektrische Übertragung 6 (1952) 493—498.

# **EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke**

Von W. Dahlke.

## **I. Problem des Breitbandverstärkers**

Mit der Einführung des UKW-Rundfunks und der Aufnahme von Fernseh-Sendungen in Deutschland ist die Übertragung von FM- und Fernsehprogrammen zu den einzelnen Sendestationen zu einer wichtigen Aufgabe geworden. Die Übertragung der dabei auftretenden breiten Frequenzbänder wird entweder drahtlos oder unter Verwendung von Breitbandkabeln vorgenommen. Zur Verstärkung der erforderlichen sehr breiten hochfrequenten und auch niederfrequenten Bänder werden Breitbandverstärker verwendet, an deren Frequenzgang außerordentlich hohe Anforderungen gestellt werden müssen, weil sie auch bei mehrfacher Anwendung noch keine unzulässigen Verzerrungen hervorrufen dürfen. Zur Bestückung derartiger Verstärker hat Telefunken zwei kommerzielle Breitbandverstärkerröhren unter den Typenbezeichnungen EF 800 und EF 802 herausgebracht, deren zweckmäßige Verwendung hier beschrieben werden soll.

Wir wollen unsere Ausführungen auf sogenannte Trägerfrequenzverstärker beschränken, deren Übertragungsbereich nahezu symmetrisch zur Mittelfrequenz liegt. Unter der Bandbreite dieser Verstärker wollen wir die Breite eines die Mittelfrequenz einschließenden Frequenzbandes verstehen, an dessen Grenzen die Verstärkung auf den  $\frac{1}{2}$ ten Teil der maximalen Verstärkung absinkt.

Die Breitbandverstärker bestehen aus einer mehr oder minder großen Zahl einzelner Stufen, die durch frequenzabhängige Netzwerke mitein-

ander verbunden sind. Die Leistungsfähigkeit der einzelnen Verstärkeranordnung hängt außer von ihrer Stufenzahl wesentlich von der verwendeten Röhrentype und der Eigenart der die Stufen verbindenden Netzwerke ab. Als wichtigste Netzwerke, die in der Praxis der Breitbandverstärker Verwendung finden, sind gleich abgestimmte und gegeneinander verstimmtete Einzelkreise sowie Bandfilter zu nennen.

## II. Die Röhre in der Einzelstufe

Bevor wir uns der Diskussion der verschiedenen Schaltungen zuwenden, wollen wir das Zusammenwirken von Breitbandröhre und Netzwerk (vgl. Rothe-Klein [1]) an dem einfachen Beispiel von Bild 1 klarmachen. Am Steuergitter der Röhre liegt die Wechselspannung  $U_{g1}$ . An ihren Ausgang ist ein Resonanzkreis mit dem Resonanzwiderstand  $R_a$  angeschlossen. Seine Kapazität  $C_a$  setzt sich additiv aus der Summe der Röhrenausgangskapazität  $C_a$  und einer zusätzlichen Schaltungskapazität zusammen. An den Kreis ist das Gitter einer nachfolgenden Röhre mit dem Übersetzungsverhältnis  $\mu = U_a/U_{g2}$  teilungskoppelt. Dabei bedeuten  $U_a$  die Wechselspannung an der Anode der ersten und  $U_{g2}$  die Wechselspannung am Gitter der zweiten Röhre. Ihr Eingangswiderstand  $R_e$  ist der resultierende Widerstand aus dem elektronischen Eingangswiderstand  $R_{e1}$  und einem parallel geschaltetem Dämpfungswiderstand. Die Kapazität  $C_e$  setzt sich aus der Röhreneingangskapazität  $C_e$  einschließlich Rannladungskapazität  $\Delta C_e$  und der Kapazität der Gitterschaltung zusammen. Die Verstärkung der Stufe beträgt auf Grund bekannter Beziehungen

$$v = \left| \frac{U_{g2}}{U_{g1}} \right| = \frac{S |Z|}{\mu}, \quad (1)$$

wenn wir unter  $S$  die Steilheit der Röhre im Arbeitspunkt und unter

$$Z = \frac{R_p}{1 + j \frac{y}{d}} \quad (2)$$

ihren komplexen anodenseitigen Abschlußwiderstand verstehen. Darin ist

$$y = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \approx \frac{2\Delta f}{f_0} \quad (3)$$

die Verstimmung der Schaltung gegen die Resonanzfrequenz  $f_0$ ,

$$d = \frac{1}{2\pi f_0 R_p C_p} \quad (4)$$

## Die Röhre in der Einzelstufe

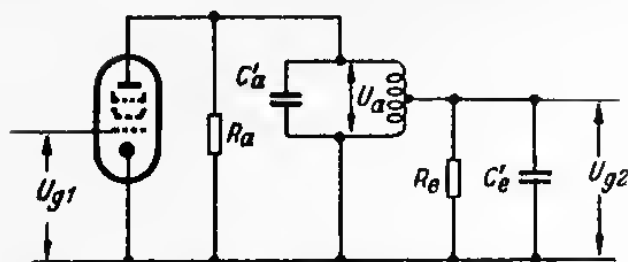


Bild 1. Einzelstufe eines Breitbandverstärkers  
mit Teilankopplung des Gitters an den abge-  
stimmten Kreis

ihre Dämpfung,

$$\frac{1}{R_p} = \frac{1}{R_a} + \frac{1}{\bar{u}^2 R_e} \quad (5)$$

ihr Resonanzleitwert und

$$C_p = C'_a + \frac{C'_e}{\bar{u}^2} \quad (6)$$

ihre resultierende Kapazität. Bezeichnen wir ferner das Verhältnis der Verstärkung zur Resonanzverstärkung als Selektionskurve

$$\Sigma = \frac{v(f)}{v(f_0)} = \left| \frac{Z(f)}{Z(f_0)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + \left( \frac{y}{d} \right)^2}} \quad (7)$$

und bemerken, daß für  $y = d$  die Selektionskurve  $\Sigma$  auf den  $1/\sqrt{2}$  ten Teil ihres Maximalwertes sinkt, so ergibt sich die Bandbreite  $b$  definitionsgemäß mit Gl. (3) bis (6) zu

$$b = 2\Delta f = f_0 y = f_0 d = \frac{1}{2\pi R_p C_p} = \frac{1}{4\pi} \left( \frac{1}{R_e C'_e} + \frac{1}{R_a C'_a} \right). \quad (8)$$

Führen wir den hieraus gewonnenen Wert für  $R_p$  unter Benutzung von Gl. (1) und (6) in die Resonanzverstärkung

$$v(f_0) = \frac{SR_p}{\bar{u}} = \frac{1}{2\pi b} \cdot \frac{1}{\frac{C'_e}{\bar{u}} + \bar{u} C'_a} \quad (9)$$

ein und bestimmen das Maximum dieser Funktion durch Differentiation nach  $\bar{u}$ , so ergibt sich das optimale Übersetzungsverhältnis

$$\bar{u} = \sqrt{\frac{C'_e}{C'_a}} \quad (10)$$

**EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke**  
mit der zugehörigen optimalen Verstärkung

$$v = \frac{P}{h}; \quad P = \frac{S}{4\pi \sqrt{C_e C_a}} \quad (11)$$

Bei voller Ankopplung des Gitters an den Resonanzkreis hätte sich in Gleichung (11) statt des geometrischen Mittels  $\sqrt{C_e C_a}$  das arithmetische Mittel  $\frac{C_e + C_a}{2}$  der Kapazitäten ergeben, welches im allgemeinen größer als das geometrische Mittel ist, so daß ein Verstärkungsverlust auftritt. Nur für  $C_e = C_a$  stimmen beide Werte überein.

Wir ersuchen aus Gleichung (11), daß die Verstärkung um so größer wird, je höher die Steilheit und je kleiner die Kapazitäten  $C_e$  und  $C_a$  sind. Die letzte Forderung läßt sich durch kleine Röhrenkapazitäten unter Verwendung minimaler zusätzlicher Schaltkapazitäten verwirklichen. Besonders wichtig ist hierbei eine kleine Röhrenausgangskapazität, weil diese im Gegensatz zur Eingangskapazität ohne Verringerung der Steilheit klein gehalten werden kann. Setzen wir beispielsweise für die unbedingt notwendigen zusätzlichen Schalt- und Fassungs-Kapazitäten auf der Eingangs- und Ausgangsseite einen von der Röhrentype unabhängigen Wert von je 2 pF an, so stellt die Größe

$$P_{\text{max}} = \frac{S}{4\pi \sqrt{C_e^* C_a^*}} = \frac{S}{4\pi \sqrt{(C_e + 2\text{pF})(C_a + 2\text{pF})}} \quad (12)$$

eine charakteristische Röhrenkonstante dar. Sie ist nach Gleichung (11) identisch mit der maximalen Bandbreite  $h$ , welche mit einem abgestimmten Einzelkreis bei der Stufenverstärkung  $v = 1$  erreicht werden kann.

### III. Breitbandverstärker-Schaltungen

#### 1. Einzelkreise gleich abgestimmt

Schalten wir jetzt  $n$  der beschriebenen Einzelstufen von der Bandbreite  $h$  zu einer Kaskade zusammen, so multiplizieren sich die Stufenverstärkungen. Wir erhalten daher mit Gleichung (11) für die Gesamtverstärkung den Wert

$$V = v^n = \left( \frac{P}{h} \right)^n \quad (13)$$

Bei der Anwendung dieser Formel ist jedoch zu beachten, daß die Stufenbandbreite  $h$  nicht mit der Gesamthandbreite  $B$  des Verstärkers

## Einzelkreise gleich abgestimmt

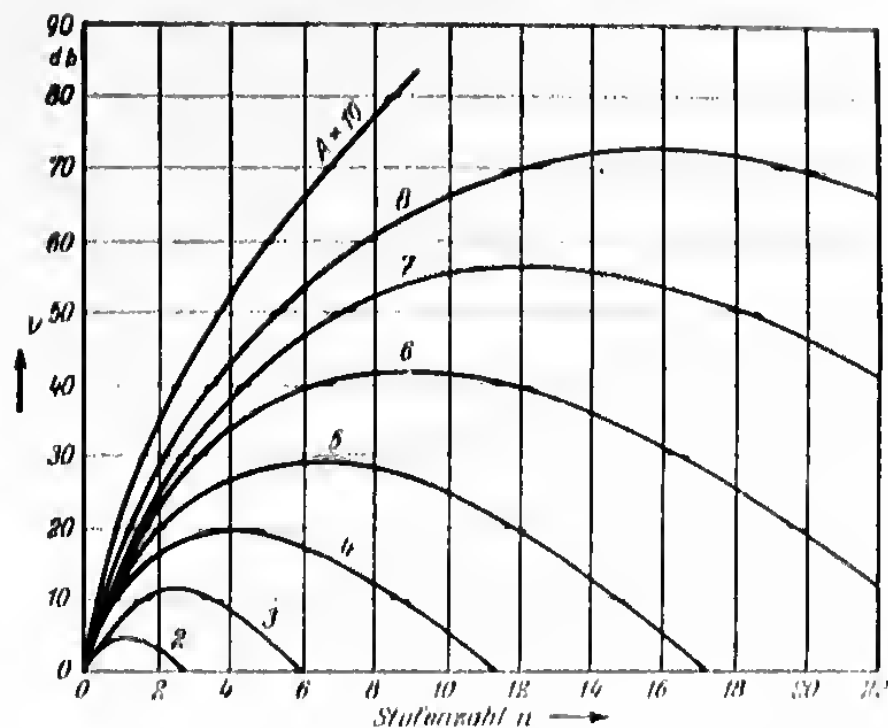


Bild 2. Gesamtverstärkung  $V$  in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$  gleichabgestimmter Einzelkreise (nach Klein [2]). Parameter  $A = \frac{P}{B}$   
 $p$  = Kennzahl Gl. (11);  $B$  = Gesamtbandbreite

übereinstimmt. Da sich nämlich in der Kaskadenschaltung die Selektionskurven multiplizieren, ergibt sich für die Gesamtbandbreite der kleinere Wert (vgl. Klein [2])

$$B = B_0 (2^{1/n} - 1)^{1/2}, \quad (14)$$

Führen wir diesen Wert in Gleichung (13) ein, so erhalten wir für die Gesamtverstärkung den Ausdruck

$$V = \left( \frac{P}{B} \right)^n (2^{1/n} - 1)^{n/2}. \quad (15)$$

Dieses Ergebnis ist in Bild 2 über der Stufenzahl  $n$  als Abzisse für verschiedene Parameter  $A = \frac{P}{B}$  graphisch dargestellt. Da für eine gegebene Gesamtbandbreite und eine bestimmte Röhrentype die Größen  $B$  und  $p$  und damit der Parameter  $A$  bekannte Konstanten sind, stellt jede der Kurven des Bildes 2 die dem optimalen Übersetzungsverhältnissen  $u$  Gleichung (10) entsprechende Gesamtverstärkung in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$  dar. Als bemerkenswertes Ergebnis des Diagramms stellen wir fest, daß jede der Kurven für eine bestimmte Stufenzahl ein absolutes Maximum besitzt, also eine Vergrößerung der Stufenzahl über

ihren optimalen Wert eine Abnahme der Verstärkung hervorruft. Dieses Verhalten findet nach Gleichung (14) seine Erklärung darin, daß mit zunehmender Stufenzahl  $n$  bei fester Gesamtbandbreite  $B$  die zugehörige Bandbreite  $b$  der Einzelkreise gegen unendlich konvergiert, so daß schließlich die Gesamtverstärkung  $V$  nach Gleichung (13) auf den Wert 0 abfällt. Eine unter der Voraussetzung  $n > 3$  ausgeführte Näherungsrechnung [2] liefert für die optimale Stufenzahl  $n_{\text{opt}}$  und die zugehörige optimale Gesamtverstärkung  $V_{\text{opt}}$  sowie die entsprechende Verstärkung der Einzelstufe  $v_{\text{opt}}$  die einfachen Beziehungen

$$\begin{aligned} n_{\text{opt}} &\approx 0,26 A^2 \\ \ln V_{\text{opt}} &= 0,13 A^2 \\ v_{\text{opt}} &= \sqrt{e} \end{aligned} \quad (16)$$

mit den Abkürzungen  $e = 2,718$  und  $A = \frac{B}{b}$ . Hiernach bewirkt eine Vergrößerung der Stufenzahl des Breitbandverstärkers bei gegebener Bandbreite und Röhrentype nur solange eine Zunahme der Gesamtverstärkung  $V$  wie die Verstärkung jeder einzelnen Stufe  $v > \sqrt{e}$  ist.

## 2. Gegeneinander verstimmte Einzelkreise

Der beschriebene Breitbandverstärker mit gleichabgestimmten Kreisen zeichnet sich durch die Einfachheit seiner die Einzelstufen verbindenden Netzwerke aus, welche außerdem vollkommen gleichartig gebaut und auf dieselbe Resonanzfrequenz  $f_0$  abgestimmt sind. Nachteilig ist wie bereits erwähnt, daß sich bei gegebener Röhrentype und gegebener Gesamtbreite durch eine Hintereinanderschaltung mehrerer Stufen nur eine begrenzte Gesamtverstärkung erreichen läßt, die nicht überschritten werden kann. Dieser Mangel wird nach Schienemann [3] behoben, wenn die Resonanzfrequenzen der  $m$  verschiedenen Einzelkreise derart über das ganze Frequenzband verteilt und die Einzelbandbreiten so unterschiedlich eingestellt werden, daß die Gesamtselektionskurve, welche durch Multiplikation der Stufenselektionskurven (vgl. Gleichung [7]) entsteht, die Form

$$\Sigma = (1 + x^{2m})^{-1/2} \quad (17)$$

annimmt. Die Größe  $x$  ist dabei ein Maß für die Verstimmung von der Mittelfrequenz  $f_0$  der Gesamtverstärkung. Wie wir durch Differentiation von Gleichung (17) nach  $x$  leicht feststellen, verschwinden für die Mittelfrequenz  $f_0$ , d. h.  $x = 0$ , die  $(2m - 1)$  ten Ableitungen von  $\Sigma$ . Infolgedessen besitzt die Selektionskurve Gleichung (17) die Gestalt maximaler Flachheit.

Wir wollen auf die Bestimmung der Kreisdimensionen, welche die Selektionskurve Gleichung (17) gewährleisten (vgl. [3] und [5]), nicht näher eingehen und nur die Resultate für die Spezialfälle  $m = 2$  und  $m = 3$  Stufen mitteilen. Zur Vereinfachung sei dabei angenommen, daß die Gesamtbandbreite  $B$  des  $m$ -stufigen Verstärkers klein gegen die Mittelfrequenz  $f_0$  ist. Für ein Duplett ( $m = 2$ ) müssen die beiden Kreise auf die Resonanzfrequenzen

$$f_1 = f_0 + 0,35 B; f_2 = f_0 - 0,35 B$$

mit den Einzelbandbreiten

$$b_1 = b_2 = 0,71 B$$

eingestellt werden. Für ein Triplet ( $m = 3$ ) betragen die Resonanzfrequenzen der drei Einzelkreise

$$f_1 = f_0; f_2 = f_0 + 0,43 B; f_3 = f_0 - 0,43 B$$

und die zugehörigen Einzelbandbreiten

$$b_1 = B; b_2 = b_3 = 0,5 B.$$

Um die Gesamtverstärkung des  $m$ -stufigen Verstärkers möglichst groß zu machen, müssen die Gitter wieder entsprechend Bild 1 mit dem Übersetzungsverhältnis  $\bar{u}$  Gleichung (10) an die vorhergehenden Anodenkreise teilerkoppelt werden. Die Gesamtverstärkung des Verstärkers ergibt sich dann zu

$$V = \left( \frac{p}{B} \right)^m. \quad (18)$$

Sie kann im Gegensatz zum Verstärker mit gleichabgestimmten Kreisen Gleichung (15) durch Erhöhung der Stufenzahl beliebig hoch getrieben werden, wenn das Verhältnis  $p/B$  größer als 1 ist. Einen erheblichen Nachteil dieser Verstärkeranordnung stellen die verschiedenen Bandbreiten bzw. ungleichen Bedämpfungen seiner Einzelkreise sowie deren Abstimmung auf verschiedene Resonanzfrequenzen dar, weil hierdurch bei hohen Stufenzahlen  $m$  der Aufwand für den Abgleich recht hoch wird. Man behilft sich deshalb in der Praxis (vgl. Wallman [4]) meist mit einer Kaskaden-Schaltung von  $n$ -Teilverstärkern, die selbst aus Duplett- bzw. Triplet-Stufen mit  $m = 2$  bzw.  $m = 3$  gegeneinander verstimmten Kreisen zusammengesetzt sind. Für einen derartigen aus insgesamt  $n \cdot m$  Stufen bestehenden Verstärker ergeben sich die Gesamtbandbreite

$$B' = B (2^{1/n} - 1)^{\frac{1}{2m}} \quad (19)$$



und die Gesamtverstärkung

$$V = \left( \frac{p}{B} \right)^{mn} = \left( \frac{p}{B'} \right)^{mn} (2^{1/n} - 1)^{n/2}, \quad (20)$$

Ein Vergleich von Gleichung (20) mit Gleichung (15) lehrt, daß die Gesamtverstärkung  $V$  entsprechend Gleichung (20) aus Bild 2 über der Abzisse  $n$  abgelesen werden kann, wenn  $A = (p/B)^m$  gesetzt wird. Diese Gesamtverstärkung  $V$  besitzt also bezüglich der Zahl  $n$  der Teilverstärker ein Optimum entsprechend Gleichung (16), während sie mit zunehmender Stufenzahl  $m$  der einzelnen Teilverstärker unbeschränkt anwächst.

### 3. Bandfilterkopplung

Besonders wichtig ist das zweikreisige Bandfilter (siehe Bild 3), dessen Dimensionierung so gewählt ist, daß seine Selektionskurve die Form maximaler Flachheit

$$\Sigma = (1 + x^4)^{-1/2} \quad (21)$$

besitzt, deren erste drei Ableitungen nach der Verstimmung  $x$  also für die

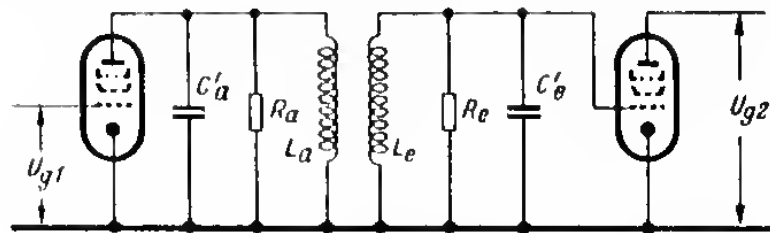


Bild 3. Einzelstufe eines Breitbandverstärkers mit Bandfilterkopplung

Mittelfrequenz  $f_0$ , d. h.  $x = 0$ , verschwinden. In diesem Fall ergibt die Rechnung [4] für die Bandbreite des Filters

$$b = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}} \left( \frac{1}{C'_e R_e} + \frac{1}{C'_a R_a} \right). \quad (22)$$

Die Diskussion wird besonders einfach (vgl. Behling [5]), wenn die Gesamtbreite des Verstärkers als klein gegen die Mittelfrequenz angenommen wird, weil dann die einzelnen Kreise auf die Mittelfrequenz

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_e C'_e}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_a C'_a}} \quad (23)$$

abgestimmt sind. Wir unterscheiden hierbei zwei Spezialfälle;

## Bandfilterkopplung

a) Das symmetrisch bedämpfte Bandfilter  $d_e = d_a$ , dessen Kreisdämpfungen

$$d = \frac{1}{2\pi f_0 C'_e R_e} = \frac{1}{2\pi f_0 C'_a R_a} \quad (24)$$

übereinstimmen. Seine Kopplung ist „kritisch“, d. h. es gilt für den Koppel­faktor die Beziehung

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_e L_a}} = d; M = \text{Gegeninduktivität.} \quad (25)$$

Die Bandbreite des Filters beträgt nach Gleichung (22) und (24)

$$h = \sqrt{2} df_0 = \frac{1}{\sqrt{2} \pi C'_e R_e} \quad (26)$$

während sich die Stufenverstärkung zu

$$v = \sqrt{2} \frac{p}{b} \quad (27)$$

berechnet. Wie ein Vergleich mit den Gleichungen (8) und (11) zeigt, sind beide Größen  $h$  und  $v$  um den Faktor  $\sqrt{2}$  größer als die entsprechenden Werte für den Einzelkreis.

Für eine Kaskade von  $n$  der geschilderten Bandfilterstufen ergibt sich eine Gesamtbandbreite

$$B = b (2^{1/n} - 1)^{1/4} \quad (28)$$

und eine Gesamtverstärkung

$$V = v^n = \left(\frac{p}{b}\right)^n \cdot 2^{\frac{n}{2}} (2^{1/n} - 1)^{\frac{n}{4}}. \quad (29)$$

Die Größe  $V$  ist in Bild 4 als Funktion der Stufenzahl  $n$  mit dem Parameter  $A = \frac{p}{b}$  gezeichnet. Wie ein Vergleich mit Bild 2 für die Gesamtver­stärkung bei gleichabgestimmten Einzelkreisen zeigt, sind für einen be­stimmten Parameter  $A$ , d. h. eine gegebene Röhrenkonstante  $p$  und eine gegebene Gesamtbandbreite  $B$  die entsprechenden Verstärkungskurven in Bild 4 wesentlich steiler als in Bild 2; außerdem erreichen sie ihre maximale Höhe erst bei größeren Stufenzahlen. Eine analoge Näherungs­rechnung für die optimale Stufenzahl  $n_{\text{opt}}$  und die optimale Gesamtver­stärkung  $V_{\text{opt}}$ , sowie die zugehörige Stufenverstärkung  $v_{\text{opt}}$  liefert die Beziehung

$$\begin{aligned} n_{\text{opt}} &= 1,04 A^4 \\ \ln V_{\text{opt}} &= 0,26 A^4 \\ n_{\text{opt}} &= e^{1,4}, \end{aligned} \quad (30)$$

worin zur Abkürzung  $A = \frac{p}{b}$  geschrieben wurde.

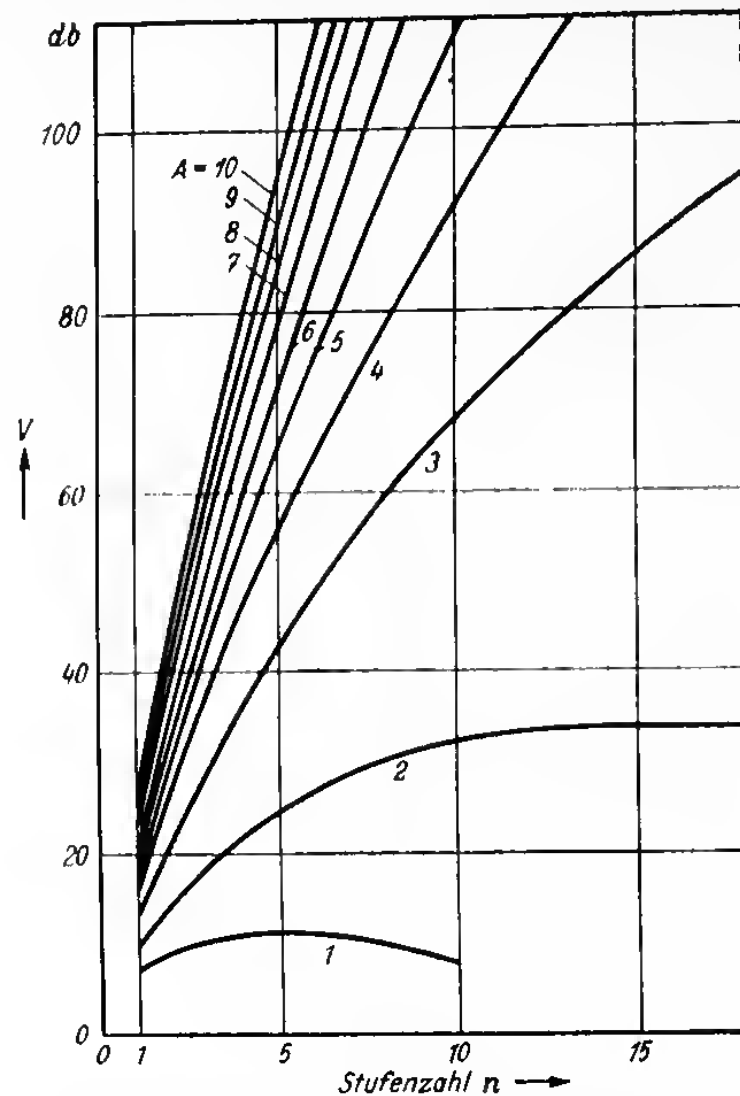


Bild 4. Gesamtverstärkung  $V$  in Abhängigkeit von der Stufenzahl  $n$  symmetrisch bedämpfter Bandfilter. Parameter  $A = \frac{p}{B}$ ;  $p$  = Kennzahl Gl. (11);  $B$  = Gesamtbandbreite (nach Behling (5))

b) Das unsymmetrisch bedämpfte Bandfilter  $d_o \gg d_a$ .

Unter der Annahme einer verschwindend kleinen Dämpfung des Anodenkreises wird die maximale Flachheit der Selektionskurve beim Kopplungsfaktor

$$k = \frac{d_e}{\sqrt{2}}; d_e = \frac{1}{2\pi f_o C_e R_e} \quad (31)$$

erreicht. Dieser Fall wird auch als transitionale Kopplung bezeichnet.

Die Bandbreite dieses Filters beträgt nach Gleichung (22)

$$b = \frac{d_e f_0}{\sqrt{2}}. \quad (32)$$

Seine Verstärkung

$$v = 2 \frac{p}{b} \quad (33)$$

ist um den Faktor  $\sqrt{2}$  größer als beim symmetrischen Bandfilter. Obwohl dieser Faktor besonders in der Kaskadenschaltung einen sehr erwünschten Zuwachs der Verstärkung bringen würde, wird dieser Fall in der Praxis kaum verwendet, weil bereits eine geringe Verstimmung des schwach gedämpften Anoden-Kreises eine erhebliche Unsymmetrie der Selektionskurve hervorruft.

Dagegen bietet das unsymmetrische Bandfilter Vorteile, wenn aus Schaltungsgründen eine Seite des Bandfilters besonders stark bedämpft ist. Das ist beispielsweise in der Eingangsstufe des Zwischenfrequenzverstärkers von Dezimeter- und Zentimeter-Geräten der Fall, wenn der Eingangskreis zwecks Erzielung einer niederen Geräusczahl durch einen Mischdetektor stark bedämpft wird. Dann können wir uns entsprechend Bild 5 den De-

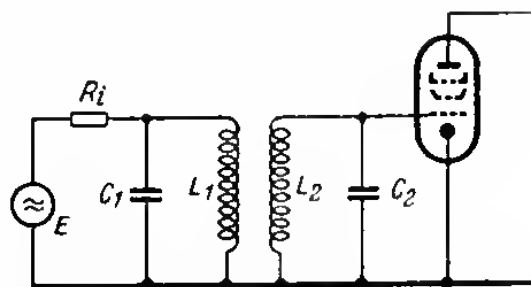


Bild 5. Eingangsschaltung für Dezimetergeräte mit unsymmetrisch bedämpftem Bandfilter (nach Behling [5])

tektor bezüglich der Zwischenfrequenzseite durch eine EMK  $E$  und einen Innenwiderstand  $R_i$  ersetzt denken. Im Bild bedeutet  $C_1$  die Verblockungskapazität des Detektors und  $C_2$  die Eingangskapazität der 1. Zwischenfrequenzröhre. Bei der gewählten Zwischenfrequenz  $f_z$  und der gegebenen Bandbreite  $b$  des Filters ergibt sich nach Gleichung (31) und (32) für die Dämpfung  $d_1$  des Eingangskreises die Beziehung

$$d_1 = \frac{1}{2\pi f_0 R_i C_1} = \frac{\sqrt{2} b}{f_z},$$

worans sich

$$C_1 = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi R_i b}$$

und der Kopplungsfaktor  $k = \frac{b}{f_z}$

sowie entsprechend Gleichung (23) mit dem gegebenen Wert  $C_2$  die Selbstinduktionen  $L_1$  und  $L_2$  berechnen lassen.

#### IV. Beziehungen zwischen Verstärkung und Bandbreite

Im Anschluß an die Untersuchung der Röhre in der Einzelstufe und in der Kaskadenschaltung wollen wir die wichtigsten Ergebnisse der Abschnitte II und III noch einmal kurz zusammenfassen.

Für die Einzelstufen besteht zwischen dem Produkt aus der Stufenverstärkung  $v$  und der Stufenbandbreite  $b$  Proportionalität mit der Kennzahl  $p$  Gleichung (11)

$$vb = Kp; \quad k = \begin{cases} 1 \text{ für gleichabgestimmte Einzelkreise} \\ \text{Gleichung (11)} \\ 1/2 \text{ für symmetrische Bandfilter} \\ \text{Gleichung (27)} \\ 2 \text{ für unsymmetrische Bandfilter} \\ \text{Gleichung (33)} \end{cases} \quad (34)$$

worin die Proportionalitätskonstante  $K$  lediglich von der Art der gewählten Schaltung abhängt.

Für eine Kaskade von  $n$  Einzelstufen mit der Gesamtbandbreite  $B$  besitzt die Gesamtverstärkung die Form

$$V = \left( \frac{p}{B} \right)^n l(n); f(n) = \begin{cases} (2^{1/n} - 1)^{n/2} & \text{für } n \text{ Stufen gleichabge-} \\ & \text{stimmter Einzelkreise} \\ & \text{Gleichung (15)} \\ 1 & \text{für } n \text{ Stufen gegeneinan-} \\ & \text{der verstimmtter Einzel-} \\ & \text{kreise Gleichung (18)} \\ 2^{n/2} (2^{1/n} - 1)^{n/4} & \text{für } n \text{ Stufen symmetri-} \\ & \text{scher Bandfilter} \\ & \text{Gleichung (29)} \end{cases} \quad (35)$$

Hierin hängt der Faktor  $f(n)$  außer von der Art der Schaltung noch von der Stufenzahl  $n$  ab. Die Maximalwerte für die Stufen- bzw. Gesamtverstärkung erhalten wir durch Einsetzen des Maximalwertes der Röhrenkennzahl  $p = p_{\max}$  Gleichung (12) in Gleichung (34) und (35).

Halten wir uns für ein bestimmtes Netzwerk entschieden, d. h. ist die Funktion  $f(n)$  bekannt, so ist die maximal erreichbare Gesamtbandbreite  $B$

der Verstärkeranordnung mit gegebener Stufenzahl  $n$  und gegebener Gesamtverstärkung  $V$  dieser Röhrenkennzahl  $p_{\max}$  direkt proportional, während für eine gegebene Stufenzahl  $n$  und eine gegebene Bandbreite  $B$  die Gesamtverstärkung  $V$  der  $n$ -ten Potenz der Röhrenkennzahl  $p_{\max}$  proportional ist. Bei hohen Stufenzahlen bewirken daher schon geringe Differenzen in den Röhrenkennzahlen erhebliche Unterschiede in der Gesamtverstärkung. Bestehen die Netzwerke aus gleichabgestimmten Einzelkreisen oder Bandfiltern, so nimmt die bei beliebiger Stufenzahl überhaupt erreichbare optimale Verstärkung  $V_{\text{opt}}$  entsprechend Gleichung

(16) und (30) exponentiell mit dem Verhältnis  $\frac{P}{B}$  zu, während die zugehörige optimale Stufenzahl  $n_{\text{opt}}$  nach einer Potenzfunktion des Verhältnisses  $\frac{P}{B}$  unwächst. Bei Verwendung gegeneinander verstimmter Kreise als Netzwerke kann dagegen die Gesamtverstärkung durch Wahl einer genügend großen Stufenzahl beliebig hoch getrieben werden, falls  $\frac{P}{B} > 1$  ist. Da jedoch im letzten Fall die Abgleicharbeit außerordentlich rasch mit der Stufenzahl anwächst, dürfte ein günstiger Kompromiß zwischen Aufwand und erreichbarer Verstärkung für die Verwendung symmetrischer Bandfilter sprechen.

### V. Röhrenstreuungen bei Bandfilterkopplung

In der Praxis liegen die Verhältnisse infolge der unvermeidlichen Röhrenstreuungen komplizierter, als sie bisher geschildert wurde. Sehr häufig wird verlangt, daß eine einmal gebaute Verstärkeranordnung auch nach einem Röhrenwechsel sofort betriebsbereit ist, ohne daß die Netzwerke nachgestimmt werden. Verhältnismäßig harmlos sind in dieser Hinsicht die Steilheitsstreuungen der Röhren, da diese nur die Gesamtverstärkung, nicht aber den Abgleich beeinflussen. Die Verstärkungsstreuungen können dabei durch die Anwendung einer automatischen Gittervorspannung und notfalls einer automatischen Schirmgitterspannung, welche Arbeitspunktstreuungen ausgleichen, verringert werden. Bemerkenswert ist in diesem Zusammenhang, daß die Häufigkeitskurve der Steilheitsstreuungen nahezu symmetrisch ist, so daß bei einer großen Röhrenzahl der gleichen Type, wie sie in vielstufigen Breitbandverstärkern vorkommen, gleich viel Steilheiten über wie unter dem Steilheitsmittelwert liegen. Da dieser Mittelwert von der Röhrenfabrik laufend kontrolliert und notfalls korrigiert wird, ist es unwahrscheinlich, in einem Verstärker zufällig nur Grenzröhren einer Richtung der Abweichung vom Mittel anzutreffen. Bedeutungsvoller wirken sich die Streuungen der Kapazitäten und des

elektronischen Eingangswiderstandes aus, weil diese den Abgleich des Gerätes stören. Zur Vereinfachung wollen wir unsere Überlegung auf den wichtigsten Fall des symmetrischen Bandfilters beschränken.

### 1. Röhrenkapazitäten

Die beiden gekoppelten Kreise des Bandfilters werden durch Kapazitätsstreuungen der Röhre verstimmt. Maßgebend für die zulässige Größe dieser Verstimmung ist der Betrag der Variablen  $x$  in der Selektionskurve

Gleichung (21) oder in anderer Ausdrucksweise das Verhältnis  $\frac{\delta f_o}{b}$  aus der Verstimmung  $\delta f_o$  der Mittelfrequenz und der Bandbreite  $b$  des Bandfilters. Betrachten wir beispielsweise einen Rundfunkempfänger bei der Zwischenfrequenz  $f_o = 500$  kHz und der Bandbreite 9 kHz, so wird meist die Kreiskapazität in der Größenordnung  $C = 150$  pF gewählt, damit abgesehen von anderen Vorteilen wie kleiner  $C_{ga}$ -Rückwirkung eine Streuung der Eingangskapazität von etwa  $\delta C = \pm 0,5$  pF beim Röhrenaustausch nicht störend ins Gewicht fällt. Setzen wir diese Werte in die nachstehende durch Variation der bekannten Gleichung

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

gewonnene Beziehung ein, so ergibt sich

$$\frac{\delta f_o}{b} = \frac{f_o}{2b} \frac{\delta C}{C} \leq \alpha = 10\%, \quad (36)$$

Die Auflösung der Gleichung (36) nach  $C$  liefert entsprechend den beiden Bandfilterkreisen die Bedingung

$$\begin{aligned} C'_{e \min} &\geq \frac{f_o}{2\alpha b} \delta C_e, \\ C'_{a \min} &\geq \frac{f_o}{2\alpha b} \delta C_a, \end{aligned} \quad (37)$$

wenn wir die Mindestwerte der Gesamtkreiskapazitäten  $C'_e$  bzw.  $C'_a$  mit  $C'_{e \min}$  bzw.  $C'_{a \min}$  bezeichnen. Die Größe  $\alpha$  stellt ein Maß für die zulässige Deformation der Selektionskurve dar. Als größenordnungsmäßiger Richtwert kann entsprechend unserem Beispiel Gleichung (36)  $\alpha = 10\%$  dienen. Für höhere Ansprüche ist ein kleinerer Wert  $\alpha$  und für weniger scharfe Anforderungen ein größerer Wert  $\alpha$  anzusetzen. Bei gegebener Größe  $\alpha$  stellt die Gleichung (37) eine Bedingung für die Mindestgrößen  $C'_{e \min}$  und  $C'_{a \min}$  der beiden Bandfilter-Kapazitäten dar. Sie muß erfüllt werden, damit durch Streuungen der Röhrenkapazitäten hervorgerufene Verstimmungen des Bandfilters hinreichend klein werden.

## 2. Elektronischer Eingangswiderstand

Wir betrachten wieder das symmetrische Bandfilter und lösen Gleichung (26) nach

$$C'_e = \frac{1}{\sqrt{2} \pi b R_e} \quad (38)$$

auf. Berücksichtigen wir hierin, daß wegen der Beziehung

$$\frac{1}{R_e} = \frac{1}{R_{el}} + \frac{1}{R_k}; R_k = \text{Kreiswiderstand}, \quad (39)$$

der elektronische Eingangswiderstand  $R_{el}$  der Röhre stets größer als der resultierende Eingangswiderstand ist, so muß die gesamte Eingangskapazität  $C'_e$  einen gewissen Mindestwert

$$C'_{e \min} \geq \frac{1}{\sqrt{2} \pi b R_{el}} \quad (40)$$

überschreiten, damit die geforderte Bandbreite  $b$  des Bandfilters bei gegebenem Eingangswiderstand realisiert werden kann. Eine weitere Bedingung für  $C'_e$  liefert die Forderung, daß die beim Röhrenwechsel störenden Streuungen des elektronischen Eingangswiderstandes  $\delta R_{el}$  nur eine hinreichend kleine Änderung der Filterbandbreite hervorrufen dürfen. In Analogie zu Gleichung (36) setzen wir für die relative Änderung der Filterbandbreite den zulässigen Maximalbetrag

$$\frac{\delta b}{b} \leq \alpha \quad (41)$$

an und führen diesen Wert in die durch Variation der Gleichung (22) und (39) gewonnene Beziehung

$$\frac{\delta b}{b} = \frac{1}{2 \sqrt{2} \pi b C'_e R_{el}} \cdot \frac{\delta R_{el}}{R_{el}} \leq \alpha \quad (42)$$

ein. Da die relative Streuung des elektronischen Eingangswiderstandes ziemlich unabhängig von der Röhrentype

$$\frac{\delta R_{el}}{R_{el}} \approx 20\% \quad (43)$$

beträgt, ergibt sich aus Gleichung (42) und (43) für die Mindest-Eingangskapazität die Forderung

$$C'_{e \min} \geq \frac{1}{10 \sqrt{2} \pi \alpha b R_{el}} \quad (44)$$



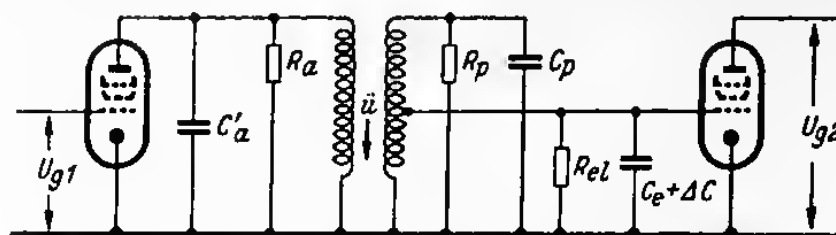


Bild 6. Einzelstufe mit Teilankopplung des Gitters an einen Bandfilterkreis

Berücksichtigen wir, daß der elektronische Eingangswiderstand dem Quadrat der Frequenz  $f_0$  umgekehrt proportional ist, und der Widerstand  $R_{el}$  in den Röhrentabellen häufig für 10<sup>8</sup> Hz angegeben wird, so können wir die Bedingungen (40) und (44) auch in der bequemeren Form

$$C'_{e \min} = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{2} \pi b R_{el}} \left( \frac{f_0}{10^8 \text{ Hz}} \right)^2 & \text{für } \alpha \geq 0,1 \text{ und } R_{el} \text{ bei } 10^8 \text{ Hz} \\ \frac{1}{10 \sqrt{2} \pi \alpha b R_{el}} \left( \frac{f_0}{10^8 \text{ Hz}} \right)^2 & \text{für } \alpha \leq 0,1 \text{ und } R_{el} \text{ bei } 10^8 \text{ Hz} \end{cases} \quad (45)$$

schreiben.

Zusammenfassend kommen wir also zu dem Ergebnis, daß die Gesamtkreiskapazitäten  $C'_e$  und  $C'_a$  unter Berücksichtigung der Röhrenstreuungen nicht beliebig klein gewählt werden können. Sie müssen vielmehr gewisse Mindestwerte  $C'_{e \min}$  und  $C'_{a \min}$  nach Gleichung (37) und (45) überschreiten, wobei für  $\alpha$  ein Richtwert anzusetzen ist, der je nach der Schärfe der Anforderung an das Gerät variiert. In jedem Fall müssen wir um so größere Kapazitäten  $C'_e$  und  $C'_a$  verwenden, je höher die Mittelfrequenz  $f_0$  und je kleiner die Bandbreite  $b$  des Bandfilters ist. Hohe Kapazitäten bedingen aber nach Gleichung (11) eine kleine Kennzahl

$$p = \frac{1}{2 \pi \sqrt{C'_e C'_a}},$$

was wiederum eine Abnahme der Stufenverstärkung  $v = K \frac{p}{b}$  bzw. der Gesamtverstärkung  $V$  nach Gleichung (34) und (35) hervorruft. Hätten wir statt der symmetrischen Bandfilter andere Netzwerke, z. B. gegeneinander verstimmte Einzelkreise verwendet, so werden die Verhältnisse zwar unübersichtlicher aber doch qualitativ ähnlich.

Zum Abschluß sei erwähnt, daß es aus praktischen Gründen zuweilen zweckmäßig ist, wenn das Steuergitter der Röhre an den Ausgangskreis des Bandfilters entsprechend Bild 6 teilangekoppelt wird. Wie eine ein-

## Diskussion von Breitbandröhren

fache, der obigen Betrachtung analoge Rechnung zeigt, behalten auch in diesem Falle die abgeleiteten Gleichungen (34) und (35) für die Stufen- und Gesamtverstärkung einschließlich der Nebenbedingungen Gleichung (37) und (45) ihre Gültigkeit, wenn wir unter  $C'_e$  die auf das Gitter der Röhre bezogene Gesamtkreiskapazität

$$C'_e = C_e + \Delta C_e + \bar{u}^2 C_k$$

verstehen, die sich additiv aus der Eingangskapazität  $C_e$  der Röhre einschließlich Raumladungskapazität  $\Delta C_e$  und der auf das Steuergitter transformierten Kreiskapazität  $C_k$  zusammensetzt.

## VI. Diskussion von Breitbandröhren

### 1. Übersicht

Da ein Breitbandverstärker aus einer Kaskade von zehn und mehr Einzelstufen bestehen kann und das Gerät andererseits möglichst wenig Leistung und Platz beanspruchen soll, spielen auch die räumlichen Abmessungen und der Leistungsverbrauch bei der Röhrenwahl eine wichtige Rolle. Daher bieten die bekannten Picoröhren wegen ihrer Kleinheit im Breitbandverstärker wesentliche Vorteile. Von Breitbandröhren der bekannten Technik werden in Tabelle 1 die beiden Typen EF 800 und EF 802 mit anderen amerikanischen und europäischen Miniaturröhren und einer in der 8. Zeile aufgeführten Type größeren Durchmessers verglichen. Neben der Typenbezeichnung finden wir die Heizspannung  $U_h$ , den Heizstrom  $I_h$  und die Heizleistung  $N_h$ . Die Abkürzung Kat bedeutet die Zahl der vorhandenen Katodendurchführungen. Es folgen die Angaben über die Anodenspannung  $U_a$ , die Schirmgitterspannung  $U_{sg}$ , den Anodenstrom  $I_a$ , den Schirmgitterstrom  $I_{sg}$  und die Steilheit  $S$ . Anschließend finden wir die Werte für den elektronischen Eingangswiderstand  $R_{el}$ , den äquivalenten Rauschwiderstand  $R_{\text{äq}}$  und den statischen Innenwiderstand  $R_i$ . Weiter folgen die Daten für die Eingangskapazität  $C_e$ , die Ausgangskapazität  $C_a$ , die Gitteranodenkapazität  $C_{ga}$  sowie die Raumladungskapazität  $\Delta C_e$  und die bereits vorher erläuterten minimalen Summenkapazitäten  $C_e^* = C_e + \Delta C_e + 2 \text{ pF}$  und  $C_a^* = C_a + 2 \text{ pF}$  und schließlich die Größe der charakteristischen Breithandkennzahl  $p_{\text{max}}$ .

Wir sehen, daß die Kennzahlen der Typen 1 und 4 mit  $p_{\text{max}} = 70$  bzw. 71 MHz am niedrigsten sind und praktisch übereinstimmen, während die Kennzahlen der Typen 7 und 8 mit  $p_{\text{max}} = 94$  bzw. 105 MHz die größten Werte erreichen. Bei einem direkten Vergleich der Typen 7 und 8 ist allerdings zu beachten, daß die Type 8 entsprechend ihrer größeren Heiz- und Verlustleistung einen größeren Kolbendurchmesser und ferner einen

*EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke*

**Tabelle 1**

Daten von Breitbandverstärkerröhren

	Type	U <sub>b</sub> V	I <sub>b</sub> mA	N <sub>b</sub> W	K <sub>at</sub>	U <sub>a</sub> V	U <sub>ag</sub> V	I <sub>a</sub> mA	I <sub>ag</sub> mA	S mA/V	R <sub>el</sub> KΩ	R <sub>aq</sub> KΩ	R <sub>i</sub> MΩ	C <sub>e</sub> pF	C <sub>s</sub> pF	C <sub>gs</sub> 10 <sup>-3</sup> pF	ΔC <sub>e</sub> pF	C <sub>e</sub> <sup>*</sup> pF	C <sub>s</sub> <sup>*</sup> pF	f <sub>max</sub> MHz
1	6AK5	6,3	175	1,10	2 x	180	120	7,7	2,4	5,1	7,45	1,9	0,7	4,0	2,8	<20	1	7,0	4,8	70
2	6CB6	6,3	300	1,89	1 x	200	150	9,5	2,8	6,2	(1,5)	1,5	0,6	6,3	1,9	<20	1,75	10,03	3,9	78
3	6AH6	6,3	450	2,84	1 x	300	150	10	2,5	9,0	1	0,77	0,5	10	2,0	<30	4	16	4,0	89
4	EF 800 EF 80	6,3	300	1,89	2 x	170	170	10	2,5	7,2	3	1	0,4	7,2	3,4	<7	2,8	12	5,4	71
5	EF 42	6,3	330	2,08	1 x	250	250	10	2,3	9,5	1,25	0,75	0,5	9,5	4,5	<5	4	15,5	6,5	75
6	18042	18	100	1,80	1 x	120	120	12	2,6	9,5	(1)	0,7	0,22	8,6	3,4	<5	3	13,6	5,4	88
7	EF 802	6,3	300	1,89	2 x	170	170	12	3	8	3	1	0,3	7,2	1,8	<20	3	12,2	3,8	94
8	C 3g	6,3	400	2,50	2 x	220	150	13	3	13,5	1,5	0,65	0,2	11,5	3,5	<30	5,5	19	5,5	105

**Tabelle 2**

Berechnungsgang für einen Verstärker,  
dessen Verstärkung  $V \geq 100$  db für  $B = 8$  MHz Bandbreite beträgt.

	EF 800	EF 802	Hinweis
$A = \frac{P_{max}}{B}$	$\frac{71}{8} = 8,76$	$\frac{94}{8} = 11,7$	Tab. 1, Gl. (12)
n	6	5	Bild 4
b	8 MHz $(2^{1/6}-1)^{1/4} = 13,7$ MHz	8 MHz $(2^{1/6}-1)^{1/4} = 13,2$ MHz	Gl. (28)
$\pm \Delta C_u$	0,5 pF	0,5 pF	Gl. (37), (45) Gl. (37), (45)
$\pm \Delta C_e$	0,35 pF	0,2 pF	
C <sub>e</sub> min	9,15 pF	9,5 pF	
C <sub>e</sub> min	6,4 pF	3,8 pF	
p	65,5 MHz	94 MHz	Gl. (11)
$A = \frac{P}{B}$	$\frac{65,5}{8} = 8,17$	11,7	Bild 4 Gl. (28)
n	7	5	
b	8 MHz $(2^{1/6}-1)^{1/4} = 14,3$ MHz	13,2 MHz	
R <sub>e</sub>	$\frac{1}{\sqrt{2 \pi \cdot 14,3 \text{ MHz} \cdot 12 \text{ pF}}} = 1,3 \text{ k}\Omega$	$\frac{1}{\sqrt{2 \pi \cdot 13,2 \text{ MHz} \cdot 12,2 \text{ pF}}} = 1,4 \text{ k}\Omega$	Gl. (36)
R <sub>s</sub>	$\frac{1}{\sqrt{2 \pi \cdot 14,3 \text{ MHz} \cdot 6,4 \text{ pF}}} = 2,5 \text{ k}\Omega$	$\frac{1}{\sqrt{2 \pi \cdot 13,2 \text{ MHz} \cdot 3,8 \text{ pF}}} = 4,5 \text{ k}\Omega$	Gl. (38)

niederen elektronischen Eingangswiderstand als die Type 7 besitzt, was nach Gleichung (45) besonders bei hohen Mittelfrequenzen einen Abfall der Kennzahl  $p$  unter ihren bei niederen Frequenzen vorhandenen maximalen Wert  $p_{\max}$  und damit auch der Verstärkung bewirkt.

## 2. Anwendungsbeispiele

Als 1. Beispiel wollen wir einen Verstärker berechnen, dessen Bandfilter kritisch gekoppelt sind, welcher bei der Gesamtbreite  $B = \pm 4 \text{ MHz} = 8 \text{ MHz}$  eine Gesamtverstärkung  $V = 100 \text{ dB} = 10^5$  erreicht. Seine Gesamtbreite wird als klein gegen die Mittelfrequenz, d. h.  $f_0 = \frac{B}{0,3} = 27 \text{ MHz}$  angesetzt, so daß entsprechend Gleichung (23) beide Bandfilterkreise auf dieselbe Mittelfrequenz  $f_0$  abgestimmt werden können.

Wir beschränken unsere Rechnung auf die Röhrentypen EF 800 und EF 802 und tragen den Rechnungsgang in Tabelle 2 ein. Zunächst bestimmen wir aus den Daten der Tabelle t das Verhältnis  $A = \frac{p_{\max}}{B}$  und lesen aus Bild 4 die zu diesem Wert  $A$  bei der Verstärkung  $V = 100 \text{ dB}$  gehörende — ganzzahlig aufgerundete — Stufenzahl  $n$  ab. Hieraus ergibt sich mit Gleichung (28) die zugehörige Bandbreite  $b$  der Einzelstufe. Damit ist die Dimensionierung des Verstärkers festgelegt, falls bei einem Röhrenwechsel ein Nachstimmen der Bandfilter des Verstärkers zulässig ist. Wenn der Verwendungszweck des Verstärkers dieses Nachstimmen nicht gestattet, müssen die Röhrenstreuungen berücksichtigt werden. In diesem Falle berechnen wir mit den Streuwerten  $\delta C_0$  und  $\delta C_a$  der Röhren-Eingangs- und Ausgangskapazitäten aus Tabelle 2 nach Gleichung (37) und (45) die Mindestgrößen der gesamten Kreis-Kapazitäten  $C'_{0 \min}$  und  $C'_{a \min}$ . Vergleichen wir die hierfür berechneten Zahlenwerte der Tabelle 2 mit den in Tabelle 1 angegebenen Werten  $C_0^*$  und  $C_a^*$  kleinster Schaltkapazität (vgl. Gleichung (12)), so stellen wir fest, daß für die Type EF 802 die Streubedingungen  $C'_{0 \min} \leq C_0^*$  bzw.  $C'_{a \min} \leq C_a^*$  erfüllt sind. Anders ist das bei der Röhre EF 800, deren Wert  $C'_{a \min} = 6,4 \text{ pF}$  größer ist als der entsprechende Wert  $C_a^* = 5,4 \text{ pF}$  aus Tabelle t. Während sich für die Röhre EF 802 die Kennzahl  $p = p_{\max} = 94 \text{ MHz}$  ergibt, berechnet sich die entsprechende Kennzahl für die Type EF 800 mit  $C'_a = C'_{a \min} =$

$6,4 \text{ pF}$  nach Gleichung (11) zu  $65,5 \text{ MHz}$ , zu der das Verhältnis  $A = \frac{p}{B} = 8,17$  und nach Bild 4 die Stufenzahl  $n = 7$  gehört. In den letzten drei Zeilen der Tabelle 2 sind die Bandbreite  $b$  und die Eingangs- bzw. Ausgangswiderstände  $R_0$  und  $R_a$  nach Gleichung (28) und (38) unter Berücksichtigung der Streunungen eingetragen. Wir stellen fest, daß die Type EF 800

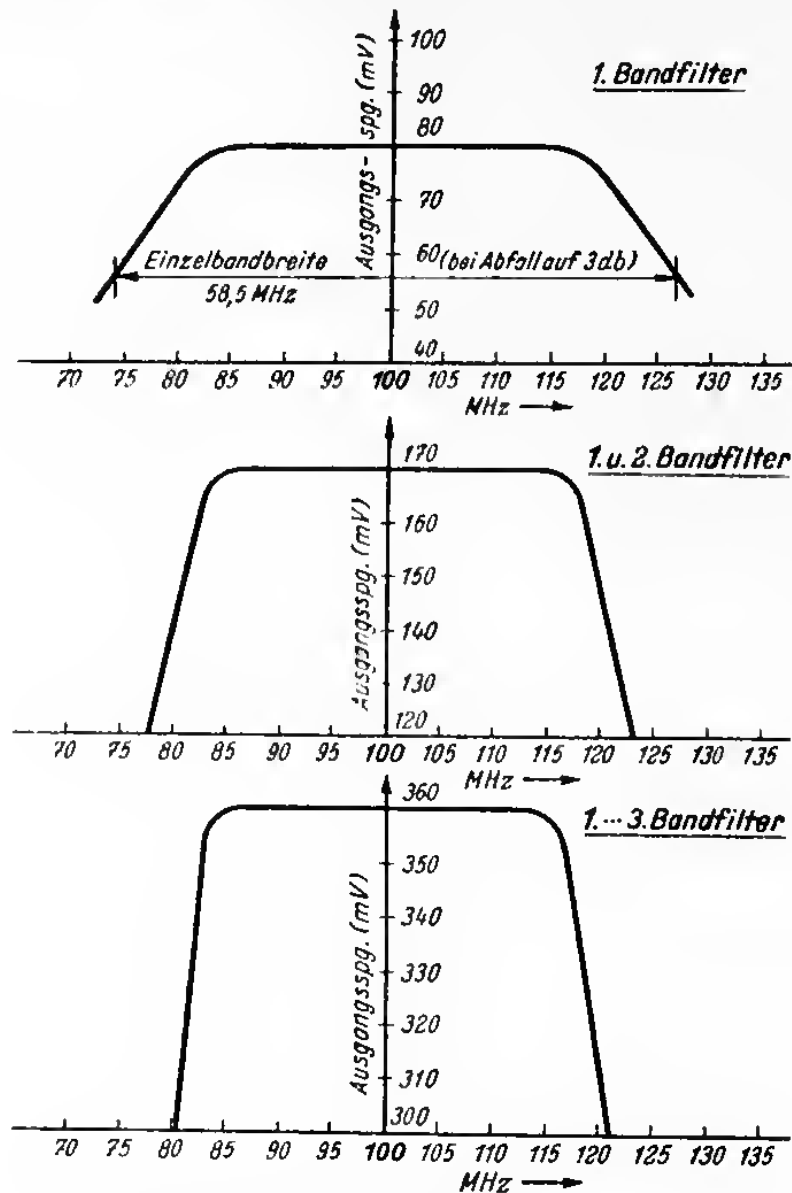


Bild 7. Gemessene Selektionskurven der ersten drei Stufen des Verstärkers Beispiel 2, mit Bandfilterkoppelung und EF 802. Eingangsspannung 40 mV

mit  $n = 7$  Stufen etwas ungünstiger ist als die Type EF 802 mit  $n = 5$  Stufen. Die Ursache hierfür liegt neben der niederen Steilheit vor allem in der höheren Ausgangskapazität der Type EF 800 mit ihrer entsprechend größeren Streuung.

Als 2. Beispiel wollen wir einen Verstärker mit extrem großer Bandbreite  $B = 30$  MHz bei der Mittelfrequenz  $f_0 = 100$  MHz behandeln, dessen Verstärkung mindestens  $V = 80$  dB  $= 10^4$  betragen soll. Betrachten wir zunächst die Type EF 800, so finden wir aus Tabelle 1 für symmetrische

Bandfilter das Verhältnis  $A = \frac{p_{\max}}{B} = \frac{71}{30} = 2,37$ , dem nach Gleichung (30) eine optimale Gesamtverstärkung  $V_{\text{opt}} = 3500$  bei der optimalen Stufenzahl  $n_{\text{opt}} = 33$  entspricht. Dieses Ergebnis bedeutet, daß sich bei kritischer Bandfilterkopplung die Verstärkung  $V = 10^4$  mit der Röhrentype EF 800 nicht erreichen läßt. Anders liegen die Verhältnisse bei der Röhre EF 802.

Nach Tabelle 1 ergibt sich  $A = \frac{p_{\max}}{B} = \frac{94}{30} = 3,13$  und nach Bild 4 die notwendige Stufenzahl  $n = 12$ . Mit diesem Wert folgen aus Gleichung (28) die Stufenbandbreiten  $b = 61$  MHz und mit Gleichung (38) die Bandfilterkreiswiderstände  $R_0 = 330$  Ohm bzw.  $R_a = 970$  Ohm. Ferner überzeugen wir uns leicht davon, daß die Streubedingungen (37) und (45) für  $\alpha = 0,1$  erfüllt sind.

Um die praktische Realisierbarkeit unseres Rechenbeispiels zu veranschaulichen, sind in Bild 7 die gemessenen Selektionskurven der ersten drei Stufen des geschilderten Verstärkers bei Verwendung der Röhre EF 802 dargestellt. Bandbreite und Verstärkung stimmen mit den theoretischen Werten befriedigend überein.

## VII. Spezielle Eigenschaften der Röhren EF 800 und EF 802

### 1. Dynamische Ausgangs- und Eingangswiderstände

Wir entnehmen unseren Anwendungsbeispielen, daß die Röhre EF 800 infolge ihrer mittleren Ausgangskapazität  $C_a = 3,4$  pF hauptsächlich für geringere Bandbreiten geeignet ist. Sie besitzt den Vorteil eines Abschirmkorbes innerhalb des Glaskolbens, so daß sich eine äußere Abschirmung der Röhre erübrigt. Dagegen ist die Röhre EF 802 speziell für die Verstärkung breiter Frequenzbänder entwickelt worden. Ihre hohe Kennzahl  $p_{\max} = 94$  MHz wurde durch eine besonders kleine Ausgangskapazität bei fehlender Innenabschirmung erreicht. Da in diesem Fall die aus der Katode austretenden Elektronen an der Glaswand Sekundärelektronen auslösen, die unter Umständen bei Betriebsspannungen oberhalb 200 V zu störenden Umladungserscheinungen Anlaß geben können, welche unter der Bezeichnung S-Effekt bekannt sind, wurde das System der Röhre EF 802 so dimensioniert, daß die Röhre ihre optimalen Betriebswerte bereits bei einer Betriebsspannung von 170 V erreicht, bei der Störungen ausgeschlossen sind. Um ferner die geringen Ausgangskapazitäten beider Typen besonders bei hohen Frequenzen voll ausnützen zu können, wurden ihre dynamischen Ausgangswiderstände  $R_{\text{eff}}$  z. B. gegenüber der bekannten Stahlröhre EF 14 um einen Faktor 10 verbessert. Ihre Frequenzabhängigkeit ist in Bild 8 bei einem Anodenstrom von 10 bzw. 12 mA und der Betriebsspannung von 170 V dargestellt. Bei niedriger Mittelfrequenz unterhalb 10 MHz liegt der Ausgangswiderstand der Röhre

## EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke

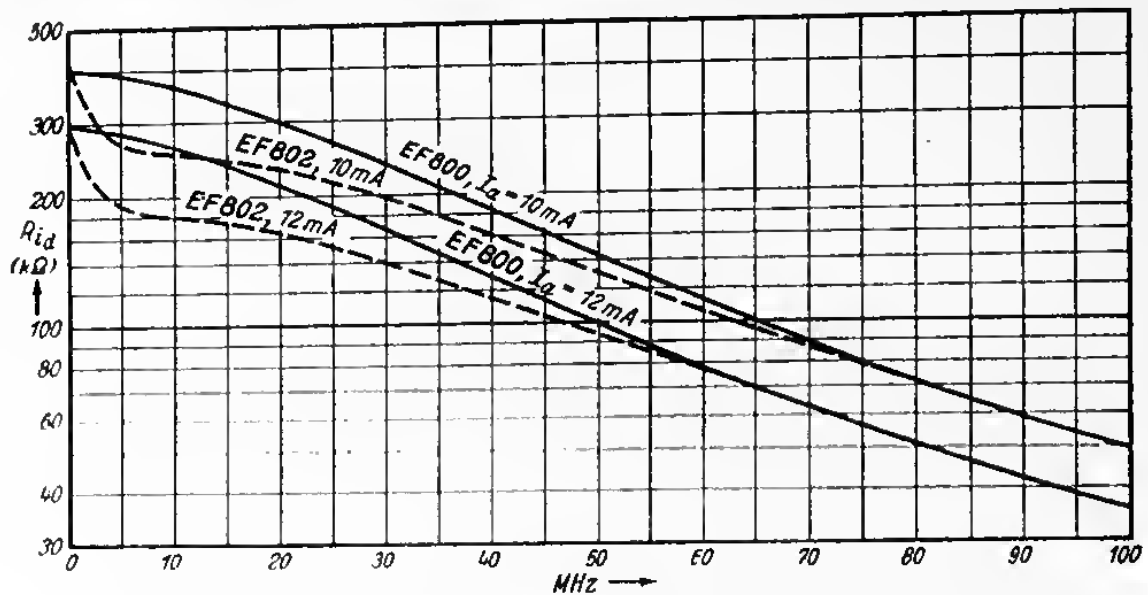


Bild 8. Dynamischer Ausgangswiderstand in Abhängigkeit von der Frequenz.  
EF 800 — — — — —, EF 802 — — — — —

EF 802 bis zu etwa 30% niedriger, als bei der Röhre EF 800. Dieses Verhalten wird durch verstärkte Laufzeitercheinungen bei der Röhre ohne innere Abschirmung hervorgerufen und spricht für eine Bevorzugung der Röhre EF 800 bei niedriger Frequenz.

Um die Röhren für hohe Mittelfrequenzen besonders geeignet zu machen, wurden beide Typen EF 800 und EF 802 mit doppelten Katodendurchführungen versehen, die in speziellen Schaltungen eine bessere Entkopplung der Gitter-Anoden-Kreise zulassen. Werden beide Katodendurchführungen außerhalb der Röhre miteinander verbunden, so beträgt der elektronische Eingangswiderstand 3 kΩ bei 1000 MHz gegenüber etwa 1,6 kΩ, falls nur eine Durchführung benutzt wird. Dieser günstige Wert führt gemeinsam mit dem niedrigen äquivalenten Rauschwiderstand zu einer geringen Geräusczahl, so daß die Röhren auch in Hochfrequenz-Eingangsschaltungen mit Erfolg verwendet werden können. Ferner bietet der hohe Eingangswiderstand besonders für hohe Trägerfrequenzen den entscheidenden Vorteil, daß beim Röhrenwechsel die unvermeidlichen Streuungen des Eingangswiderstandes nur kleinstmögliche Verzerrungen der Selektionskurve hervorrufen.

### 2. Niederfrequenzeigenschaften der Röhre EF 800

#### a) Klingen und Brummen

Um den Anwendungsbereich der Röhre EF 800 auch auf Niederfrequenz zu erweitern, wurde die Type mit einem besonders klingarmen Aufbau

## Niederfrequenzeigenschaften der Röhre EF 800

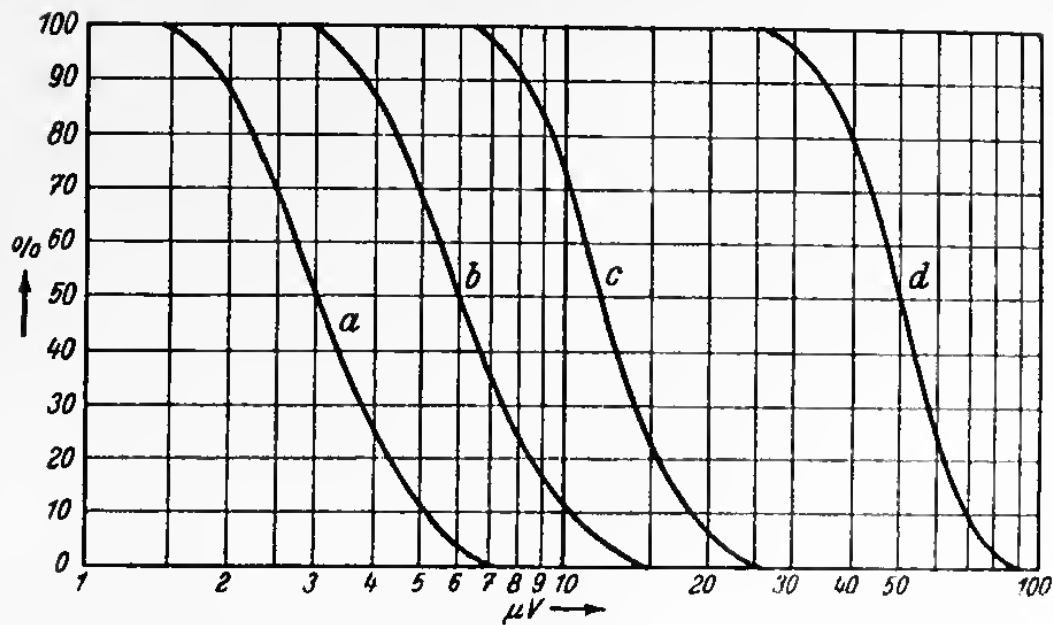


Bild 9. Summenkurven der Häufigkeitsverteilungen von Röhren in Abhängigkeit von der Störspannung in  $\mu V$ . a) Brummkurve EF 804, b) Brummkurve EF 800, c) Klingkurve EF 804, d) Klingkurve EF 800 und EF 12k

und zwecks Vermeidung des Wechselstrombrummens mit einem Bifilarbrenner ausgerüstet. Zur Ermittlung des verbleibenden Restbrummens wurde eine größere Anzahl Röhren bei Wechselstromheizung (50 Hz) als Niederfrequenzstufe mit den Betriebswerten der Tabelle 3 eingesetzt und

**Tabelle 3**

Betriebswerte für Brumm-Messung  
(Brummpotentiometer auf minimalen Brumm reguliert)

		EF 800	EF 804 s
Betriebsspannung	$U_B$	250 V	250 V
Anodenwiderstand	$R_a$	10 k $\Omega$	100 k $\Omega$
Schirmgitterwiderstand	$R_{sg}$	50 k $\Omega$	1 M $\Omega$
Katodenwiderstand	$R_k$	150 $\Omega$	1 k $\Omega$
Gitterableitwiderstand	$R_{g1}$	100 k $\Omega$	1 M $\Omega$
Anodenstrom	$I_a$	ca. 9 mA	ca. 0,85 mA

das am Anodenwiderstand auftretende Brummen beobachtet, wobei mittels eines Brummpotentiometers in der Heizleitung auf Brumm-Minimum eingestellt wurde. Unter „Brummspannung“ wird die diesem Brummen äquivalente Gitterwechselspannung (50 Hz) verstanden, welche am Anodenwiderstand den gleichen Effektivwert hervorruft. Streuangaben siehe Bild 9.



Die Klingeigenschaften der Röhren wurden in einem Fallgerät (vgl. Rothe — Kleen [1]) bei 1 mm Röhrenfallhöhe mittels einer ballistischen Anzeigevorrichtung im Amplitudenkreis untersucht, wobei die „Klingspannung“ als äquivalente Gitterwechselspannung (800 Hz) definiert ist, welche den gleichen Ausschlag der Anzeigevorrichtung wie der Fall der Röhre verursacht.

Da die an einer großen Röhrenzahl gemessenen Häufigkeitsverteilungen der Brumm- und Klingspannung um den Mittelwert bis zu einem Faktor 3 streuen, ist zur Beurteilung der Röhrenqualität die sogenannte Summenkurve der Häufigkeitsverteilung besser geeignet. In Bild 9 ist daher über der Abszisse als effektive Störspannung in  $\mu\text{V}$  die Anzahl der gemessenen Röhren in Prozenten aufgetragen, deren Störspannung kleiner als der zugehörige Abszissenwert ist. Die Kurven b und d des Bildes beziehen sich auf die gemessene Brumm- und Klingspannung der Type EF 800. Zum Vergleich sind in den Kurven a und c die Brumm- und Klingspannung der besonders störungsarmen Niederfrequenz-Pentode EF 804s kleiner Steilheit dargestellt. Ferner bemerken wir, daß die Klingkurve der Type EF 800 praktisch mit der Klingkurve der bekannten klingarmen Stuhlöhre EF 12 k niedriger Steilheit zusammenfällt.

#### b) Verstärkung und Klirrfaktor

Wegen der hohen Steilheit der Röhre EF 800 kommen die Vorzüge der Type als NF-Verstärker-Röhre besonders dann zur Geltung, wenn es sich darum handelt, mit niedrigen Außenwiderständen hohe Verstärkungen zu erreichen. Zur Veranschaulichung dieses Zusammenhangs sind in Bild 10 einige Betriebszustände der Röhre als Vorröhre im widerstandgekoppelten Verstärker dargestellt. Bei der Betriebsspannung  $U_B = 170\text{ V}$ , der Gittervorspannung  $U_{G1} = -1,5\text{ V}$ , dem Gitterableitwiderstand  $R_{G1} = 1\text{ M}\Omega$  und einer Eingangswechselspannung  $U_e \sim = 0,05\text{ V}$  können aus dem Diagramm bei gegebenem Außenwiderstand  $R_a$  die maximal erreichbare Verstärkung, der zugehörige Schirmgitterwiderstand  $R_{G2}$  und der Klirrfaktor  $K$  abgelesen werden. Die Kurve  $R_{G2}$  wurde unterhalb  $10\text{ k}\Omega$  gestrichelt, weil hier die Größe des Widerstandes  $R_{G2}$  unkritisch ist. Mit  $R_a = 0,6\text{ k}\Omega$  wird eine Verstärkung von 2, mit  $R_a = 2\text{ k}\Omega$  eine Verstärkung von 15 und mit  $R_a = 80\text{ k}\Omega$  eine Verstärkung von 200 erreicht. In den ersten beiden Fällen ist der Klirrfaktor unmeßbar klein, im letzten beträgt er  $K = 0,6\%$ .

Die Verhältnisse bei der EF 800 als NF-Leistungsröhre sind in Bild 11 dargestellt. Bei einer Betriebsspannung  $U_B = 200\text{ V}$ , dem optimalen Außenwiderstand  $R_a = 15\text{ k}\Omega$  und dem Klirrfaktor  $K = 10\%$  sind über der Gittervorspannung  $U_{G1}$  als Abszisse, die Wechselstromleistung  $\mathfrak{W}$  und

## Niederfrequenzeigenschaften der Röhre EF 800

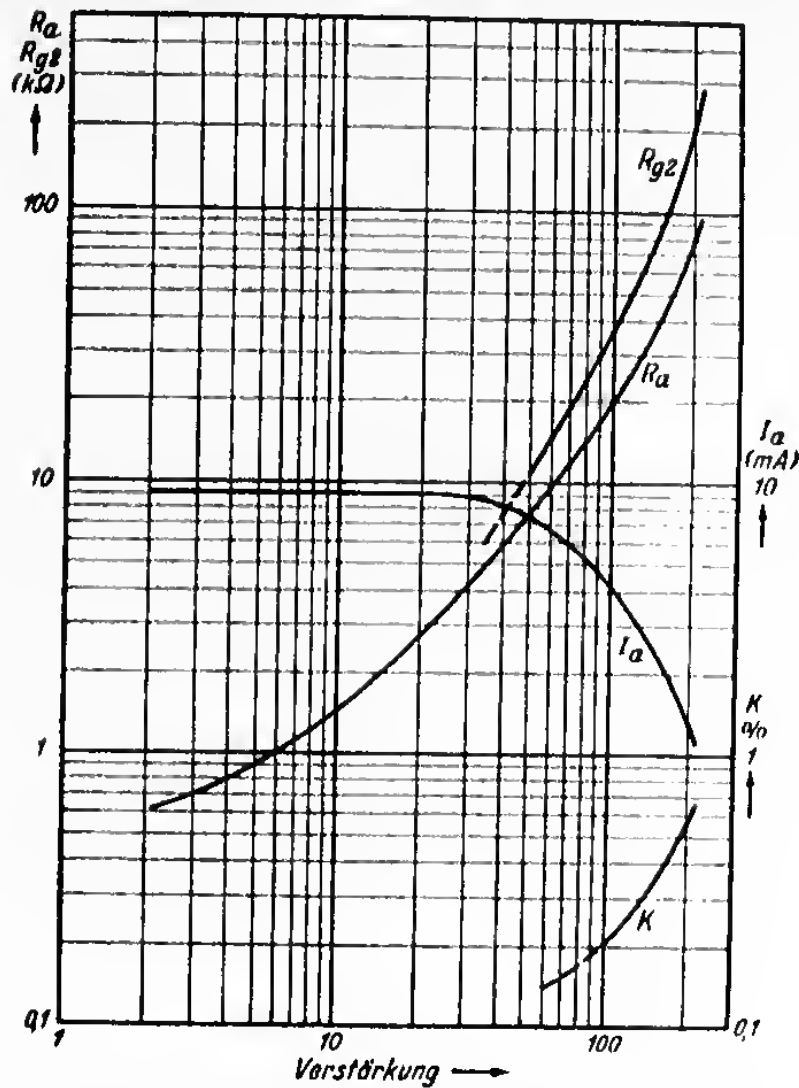


Bild 10. EF 800 im widerstandsgekoppelten Nf.-Vorverstärker.

Betriebsdaten:  $U_B \approx 170 \text{ V}$ ,  $U_{g1} = -1,5 \text{ V}$ .

$U_{g1} \approx 1 \text{ M}\Omega$ ,  $U_c \approx 0,05 \text{ V}$ .

Zum zugehörigen Außenwiderstand  $R_a$  sind die maximale Verstärkung, der zugehörige Schirmgitterwiderstand  $R_{g2}$ , der Anodengleichstrom  $I_a$  und der Klirrfaktor  $K$  ablesbar.

die zugehörige Verstärkung  $U_a \sim / U_c \sim$  und ferner der mittlere Anoden- und Schirmgitter-Gleichstrom ( $I_a$ ,  $I_{g2}$ ) mit und ohne Aussteuerung ( $I_{a0}$ ,  $I_{g20}$ ) aufgetragen. Die angezogenen Kurven beziehen sich auf das Gebiet innerhalb der zulässigen Grenzwerte der Röhre. Im gestrichelten Gebiet wird der zulässige Katodenstrom der Röhre überschritten. Wir sehen aber, daß hier die Leistung der Röhre nur noch unwesentlich ansteigt. Den Röhren ist maximal etwas über 0,9 W Nf.-Leistung entnehmbar.

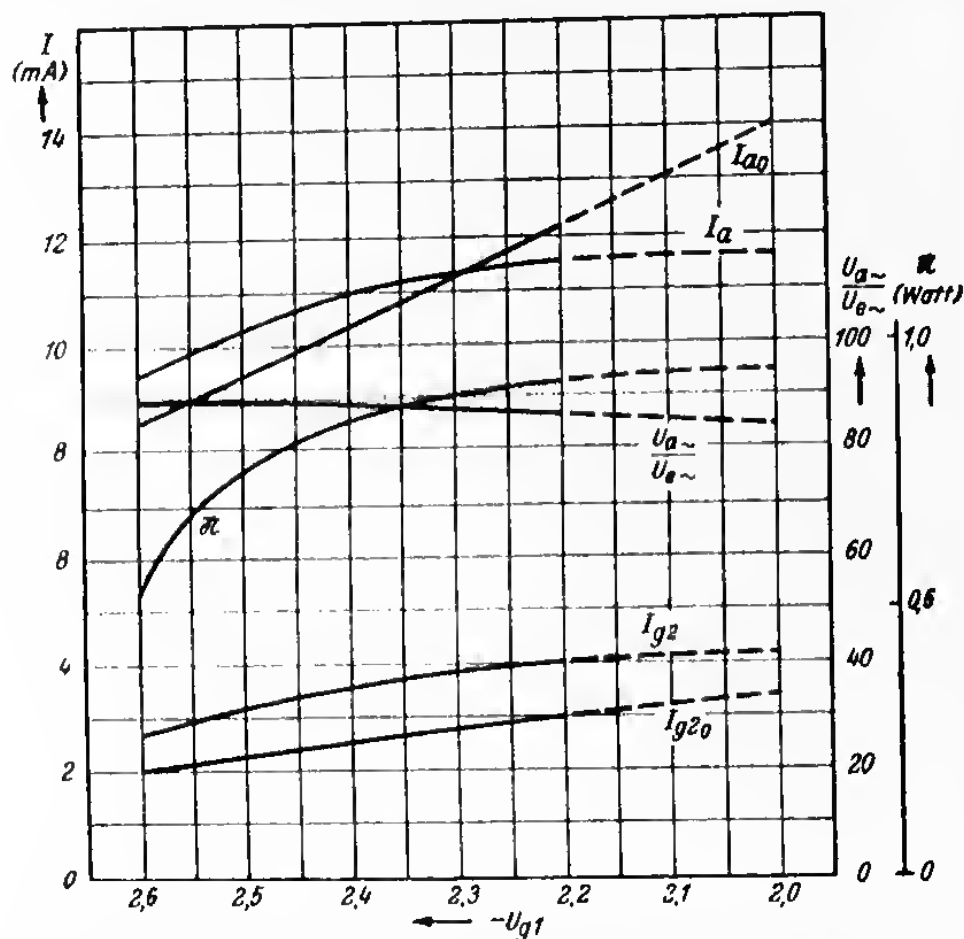


Bild 11. EF 800 als Nf-Leistungsröhre. Betriebsdaten:  $U_B \approx 200$  V,  $R_a \approx 15$  k $\Omega$ ,  $K \approx 10\%$ . In Abhängigkeit von der Gittervorspannung  $U_{g1}$  sind die Wechselstromleistung  $P_a$ , die Verstärkung  $U_{a\sim}/U_{g\sim}$ , der Anodenstrom  $I_a$ , der Schirmgitterstrom  $I_{g2}$  mit und ohne Aussteuerung  $I_{a0}$ ,  $I_{g20}$  aufgetragen. Der ausgezogene Bereich der Kurven liegt innerhalb der zulässigen Grenzwerte der Röhre.

### 3. Abmessungen, Sockel und Lebensdauer der Typen EF 800 und EF 802

Die Außenabmessungen der beiden Typen entsprechen als Miniatur- oder Picoröhren den internationalen Normen der USA und der westeuropäischen Länder. Die Teller der Röhren sind mit 9 Durchführungsstiften versehen, die auf einem Zehnerteilkreis angeordnet sind. Die in USA für kommerzielle Langlebensdaueröhren schon lange üblichen Fassungen mit oder ohne Außenabschirmung, die jetzt auch in Deutschland hergestellt werden, können daher benutzt werden. Eine für kommerzielle Zwecke ausreichende Lebensdauer wird durch Verwendung ausgesuchter Röhrenmaterialien und Anwendung spezieller Behandlungsverfahren erreicht. Außerdem ist die spezifische Katodenbelastung mit

32 mA/cm<sup>2</sup> gering gehalten und der Gitter-Katodenabstand mit 130  $\mu$  im Vergleich zu anderen Typen recht groß.

Den Herren Dr. H. Behling und Dr. R. Cantz bin ich für wertvolle Diskussionen zu Dank verpflichtet.

### **Literatur**

- [1] Rothe, H. und Kleen, W., Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker, Bücherei der Hochfrequenztechnik, Bd. 3, Leipzig (1944).
- [2] Kleen, W., Über den Zusammenhang zwischen Verstärkung und Bandbreite bei einem mehrstufigen Verstärker mit Kreisen gleicher Resonanzfrequenz, Funk u. Ton Heft 11/12, S. 584 (1949).
- [3] Schienemann, R., Trägerfrequenzverstärker großer Bandbreite mit gegeneinander verstimmtten Einzelkreisen, Telegraphen- und Fernsprechtechnik, S. 1 - 7 (1939).
- [4] Wallmann, H., Intermediate-Frequency-Amplifiers, Mc Graw-Hill Book Comp. S. 155 bis 187 (1948).
- [5] Behling, H., Dimensionierung von Breitbandverstärkern, Frequenz 3, S. 209 - 217, S. 246 bis 249 (1951).

# INHALTSVERZEICHNIS

Der Zwischenfrequenz-Verstärker im UKW-Rundfunkempfänger	Seite
Übersicht .....	5
I. Erforderliches Frequenzband .....	5
II. Die Berechnung der maximalen Stufenverstärkung .....	14
1. Einzelkreis zwischen zwei Verstärkerröhren .....	14
a) Maximale Stufenverstärkung ohne Berücksichtigung der Röhrenstreuungen .....	14
b) Begrenzung der Verstärkung durch Kapazitätsstreuungen .....	15
c) Die maximale Stufenverstärkung bei Berücksichtigung der bei Röhrenwechsel auftretenden Kreisverstimmung .....	16
2. Gekoppelte Kreise zwischen zwei Verstärkerröhren .....	20
III. Selektion und Bandbreite .....	25
a) Selektion einer einzelnen ZF-Stufe .....	25
b) Gesamtselektion und -Bandbreite eines UKW-Empfängers .....	26
IV. Die Begrenzerwirkung .....	29
a) Amplitudenverzerrungen .....	29
b) Phasenverzerrungen .....	31
V. Rückkopplungen in einer ZF-Stufe .....	34
a) Leitungsverkopplung .....	34
b) Rückkopplung über die Gitter-Anodenkapazität .....	36
c) Unsymmetrie der Bandfilterkurve bei Rückkopplung über $C_{ga}$ .....	37
d) Stufenverstärkung und Rückkopplung bei einem angezapften Schwingkreis .....	42
e) Neutralisation der Rückkopplung über die Gitter-Anoden-Kapazität .....	45
f) Rückkopplungen über mehrere ZF-Stufen .....	47
VI. Ausführung des ZF-Verstärkers im Rundfunkgerät .....	49
a) UKW-Bandfilter .....	49
b) Hintereinanderschaltung von AM- und FM-Bandfiltern .....	51
c) Notwendige ZF-Verstärkung im UKW-Empfänger .....	52
Anhang. Die Kontrolle der Resonanzkurve mit dem Resonanzkurvenschreiber .....	54
 <b>Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang</b>	
Übersicht .....	59
Zusammenstellung häufig benutzter Bezeichnungen .....	59
Das Empfängerrauschen bei AM- und FM-Empfang .....	60
1. Das Widerstandsrauschen .....	63
a) Allgemeines .....	63
b) Das Rauschen von zwei in Serie liegenden Widerständen .....	65
c) Das Rauschen von zwei parallel liegenden Widerständen .....	66
d) Parallelschaltung von zwei verschiedenen warmen Widerständen .....	67
2. Das Röhrenrauschen .....	68
a) Allgemeines .....	68
b) Wie setzt sich Kreis- und Röhrenrauschen zusammen? .....	69
c) Wie verteilt sich das Rauschen auf die einzelnen Stufen eines Empfängers? .....	70
d) Der äquivalente Rauschwiderstand üblicher Empfängerröhren .....	72
3. Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Kreisrauschen .....	74
4. Einfluß der verwendeten Wellenlänge auf das Röhrenrauschen .....	76

	Seite
5. Das Empfängerrauschen im Gebiet ultrakurzer Wellen .....	78
a) Allgemeines .....	78
b) Ermittlung der auf die Antennenklemmen umgerechneten gesamten Rauschspannung .....	80
c) Anpassung des Empfängerereignisses auf besten Rauschabstand .....	82
d) Näherungsformel zur Ermittlung der auf die Antennenklemmen reduzierten Rauschspannung .....	84
e) Bestimmung der auf die Antennenklemmen umgerechneten Rauschspannung, wenn nachgeschaltete Empfängerstufen berücksichtigt werden sollen .....	87
f) Rauschabstand und $kT_0$ -Zahl (Geräuschzahl) .....	89
g) Messung der Geräuschzahl .....	93
6. Der Einfluß des Gleichrichters auf das Empfängerrauschen .....	94
a) AM Betrieb .....	94
b) FM Empfang mit Flanken-Gleichrichter .....	97
c) FM Empfang mit einem idealen Begrenzer .....	98
7. Einfluß der Deemphasis auf den niederfrequenten Rauschabstand .....	100
a) Allgemeines .....	100
b) AM und FM mit Flanken-Gleichrichter .....	101
c) FM-Empfang mit idealem Begrenzer .....	103
8. Auswertung der bisher gemachten Angaben .....	104
9. Einfluß der Zf-Verstärkung auf den niederfrequenten Rauschabstand .....	107
10. Berücksichtigung des Antennenrauschens .....	108
 <b>EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärkerröhren für kommerzielle Zwecke</b>	
I. Problem des Breitbandverstärkers .....	111
II. Die Röhre in der Einzelstufe .....	112
III. Breitbandverstärker-Schaltungen .....	114
1. Einzelkreise gleich abgestimmt .....	114
2. Gegeninander verstimmte Einzelkreise .....	116
3. Bandfilterkopplung .....	118
a) Das symmetrisch bedämpfte Bandfilter .....	119
b) Das unsymmetrisch bedämpfte Bandfilter .....	120
IV. Beziehungen zwischen Verstärkung und Bandbreite .....	122
V. Röhrenströmungen bei Bandfilterkopplung .....	123
1. Röhrenkapazitäten .....	124
2. Elektronischer Eingangswiderstand .....	125
VI. Diskussion von Breitbandröhren .....	127
1. Übersicht .....	127
2. Anwendungsbeispiele .....	129
VII. Spezielle Eigenschaften der Röhren EF 800 und EF 802 .....	131
1. Dynamische Ausgangs- und Eingangswiderstände .....	131
2. Niederfrequenzeigenschaften der Röhre EF 800 .....	132
a) Klingen und Brummen .....	132
b) Verstärkung und Klirrfaktor .....	134
3. Abmessungen, Sockel und Lebensdauer der Typen EF 800 und EF 802 .....	136

*Bitte beachten Sie  
die nächsten Seiten*

# DIE RÖHRE IM UKW-EMPFÄNGER

*Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe*

BAND I

## **FM-DEMODULATOREN UND PENDELEMPFÄNGER**

*Von Dipl.-Ing. Alfred Nowak, Dr. Rudolf Cantz  
und Dr. Wilhelm Engbert*

*Inhalt: FM-Demodulatoren · Der Pendelempfang · Die Rauschmodulation  
des FM-Empfängers*

128 Seiten mit 74 Bildern und 3 Tafeln

BAND II

## **MISCHSTUFEN**

*Von Dr. Rudolf Cantz und Dipl.-Ing. Alfred Nowak*

*Inhalt: Zur Frage der UKW-Mischstufen · UKW-Mischung in Mehrgitter-  
röhren · Additive Mischung in Trioden*

112 Seiten mit 87 Bildern

BAND III

## **ZWISCHENFREQUENZSTUFEN**

*Von Dr. G. Schaffstein und Dipl.-Ing. R. Schiffel,  
Dipl.-Ing. Alfred Nowak und W. Dahlke*

*Inhalt: Der Zwischenfrequenzverstärker · Das Empfängerrauschen bei  
AM- und FM-Empfang · EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärker-  
röhren für kommerzielle Zwecke*

144 Seiten mit 87 Bildern und 2 Tafeln

**Preis eines jeden Bandes 4.80 DM**

**FRANZIS - VERLAG · MÜNCHEN**



# RÖHRENTÉCHNISCHE FACHLITERATUR

## **RÖHRENMESSTECHNIK**

Brauchbarkeits- und Fehlerbestimmung an Radioröhren

*Von Helmut Schweitzer*

192 Seiten mit 118 Bildern und vielen Tabellen • Preis kart. 12 DM, Halbleinen 13.80 DM

## **RÖHREN-VERGLEICHSTABELLEN**

Ausführliche Vergleichs- und Daten-Tabellen für europäische  
und amerikanische Radioröhren

*Von Werner Tricloff*

176 Seiten mit 415 Sockelschaltungen • 1949 • Preis 8 DM

## **RÖHREN-TASCHEN-TABELLE**

3. Auflage in Vorbereitung • Voraussichtlich 128 Seiten

## **RÖHREN-DOKUMENTE**

Daten, Kennlinien und Schaltungen der deutschen Rundfunkröhren

Jede Lieferung 40 Seiten mit je etwa 100 Bildern • Lieferung 1 bis 5 Preis 12 DM • Lieferung  
6 bis 8 Preis je 3.50 DM • Die weiteren Lieferungen erscheinen laufend als Beilage zur  
FUNKSCHAU

## **RADIO-RÖHREN**

Wie sie wurden, was sie leisten und anderes, was nicht im Barkhausen steht

*Von Herbert G. Mende*

128 Seiten mit 65 Bildern • 2. Auflage • Preis 2.40 DM

## **DIE FERNSEHRÖHREN UND IHRE SCHALTUNGEN**

*Von Ing. Ludwig Ratheiser*

128 Seiten mit 78 Bildern und zahlreichen Tabellen • Preis 2.40 DM

## **RIMLOCK- UND PICO-RÖHREN UND IHRE SCHALTUNGEN**

*Von Dr. A. Renardy*

64 Seiten mit 51 Bildern • Preis 1.20 DM

## **DIE U-RÖHREN-REIHE MIT AUSSENKONTAKTSOCKEL UND IHRE SCHALTUNGEN**

*Von H. Sutaner*

64 Seiten mit 50 Bildern • 2. Auflage • Preis 1.20 DM

FRANZIS - VERLAG • MÜNCHEN

# DIE RÖHRE IM UKW-EMPFÄNGER

*Herausgegeben von Dr.-Ing. Horst Rothe*

## BAND I

### **FM-DEMODULATOREN UND PENDELEMPFÄNGER**

*Von Dipl.-Ing. Alfred Nowak, Dr. Rudolf Cautz  
und Dr. Wilhelm Engbert*

*Inhalt: FM-Demodulatoren · Der Pendelempfang · Die Rauschmodulation  
des FM-Empfängers*

128 Seiten mit 74 Bildern und 3 Tafeln

## BAND II

### **MISCHSTUFEN**

*Von Dr. Rudolf Cautz und Dipl.-Ing. Alfred Nowak*

*Inhalt: Zur Frage der UKW-Mischstufen · UKW-Mischung in Mehrgitter-  
röhren · Additive Mischung in Trioden*

112 Seiten mit 87 Bildern

## BAND III

### **ZWISCHENFREQUENZSTUFEN**

*Von Dr. G. Schaffstein und Dipl.-Ing. R. Schiffel,  
Dipl.-Ing. Alfred Nowak und W. Dahlke*

*Inhalt: Der Zwischenfrequenzverstärker · Das Empfängerrauschen bei  
AM- und FM-Empfang · EF 800 und EF 802, zwei Breitbandverstärker-  
röhren für kommerzielle Zwecke*

144 Seiten mit 87 Bildern und 2 Tafeln

**Preis eines jeden Bandes 4,50 DM**

**FRANZIS - VERLAG · MÜNCHEN**